

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**SYNTÉZA ELEKTRONICKY REKONFIGUROVATELNÝCH
KMITOČTOVÝCH FILTRŮ**

SYNTHESIS OF THE ELECTRONICALLY RECONFIGURABLE FREQUENCY FILTERS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Filip Michalička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Telekomunikační a informační technika**

Ústav telekomunikací

Student: Bc. Filip Michalička

ID: 173703

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Syntéza elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V literatuře se seznámte s problematikou rekonfigurovatelných filtrů a s využitím vhodné návrhové metody provedte návrh alespoň tří nových obvodových řešení tohoto typu filtru. Při návrhu se zaměřte na užití nestandardních aktivních prvků umožňujících říditelnost některého svého parametru (zesílení, transkonduktance, vstupní rezistance atd.). Správnost návrhu a náležitou funkci zapojení ověřte pomocí PSpice simulací za pomoci dostupných modelů aktivních prvků. Navržené obvody doplňte o dodatečné analýzy. Nabízí se například citlivostní a parazitní analýza, analýza stability, teplotní analýza, Monte Carlo, případně další. Na základě chování obvodů v simulacích a na základě provedených analýz zmiňte výhody/nevýhody jednotlivých zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrevue – Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1. ISSN: 1213-1539.

[2] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J.; JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; DOSTÁL, T. Solutions of Reconnection-less OTA-based Biquads with Electrical Transfer Response Reconfiguration. In Proceedings of 25th International Conference RADIOELEKTRONIKA 2015. Pardubice: University of Pardubice, Faculty of Electrical Engineering and Informatics, 2015. s. 40-45. ISBN: 978-1-4799-8117- 5.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Táto diplomová práca sa venuje návrhu filtračných štruktúr, ktoré majú jeden vstup a jeden výstup s elektronicky rekonfigurovateľnou zmenou prenosovej funkcie použitím ne-tradičných obvodových aktívnych prvkov, ktoré umožňujú riadenie niektorého zo svojich parametrov ako napr. zosilnenie alebo transkonduktancia. Prvá časť práce sa zaoberá základnými vlastnosťami filtrov, rozdelením frekvenčných filtrov podľa prenášaného frekvenčného pásma, rozdelenie podľa použitých obvodových prvkov, ďalej sú tu spomenuté pracovné režimy filtrov v ktorých môžu pracovať, vysvetlený princíp elektronickej rekonfigurácie a návrh filtrov pomocou metódy neznámych uzlových napätí (MUNV). V druhej časti sú popísané jednotlivé aktívne prvky použité pri návrhu frekvenčných filtrov, ich vlastnosti a zapojenie pomocou dostupných modelov na tranzistorovej úrovni. Tretia časť obsahuje návrh troch obvodových riešení elektronicky rekonfigurovateľných filtrov, ich následnú simuláciu v programoch OrCAD Capture a PSpice a porovnanie teórie a výsledkov zo simulácií. V tejto časti sú tiež uvedené výsledky analýz filtrov: citlivostná, parazitná, Monte Carlo a teplotná, ktorými bolo zisťované správanie zapojení filtrov v rôznych situáciách.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

frekvenčný filter, elektronicky rekonfigurovateľný filter, napäťový mód, VM, prúdový mód, CM, Univerzálny prúdový konvektor, UCC, operačný transkonduktančný zosilňovač, OTA, viacvýstupový prúdový sledovač, MO-CF, nastaviteľný prúdový zosilňovač, ACA, Inverse Follower Leader Feedback, IFLF, napäťový zosilňovač s nastaviteľným ziskom, VGA, medzná frekvencia, činiteľ kvality, šírka pásma, citlivostná analýza, parazitná analýza, analýza Monte Carlo, teplotná analýza

ABSTRACT

This diploma thesis deals with design of reconnection-less electronically reconfigurable filter structures which have single input and single output using unconventional active elements, which have ability to adjust one of their parameter e.g. gain or transconductance. The first part describes basic parameters of frequency filters, the division of filters by frequency transfer response and used circuit elements, their operational modes, the principle of reconnection-less electronically reconfiguration and the circuit design method MUNV. Second part describes all active elements used in the proposal of filters, their properties and the implementation using existing transistor-level models. The third part contains the design of three reconnection-less electronically reconfigurable filters and the simulations results obtained from simulation programs OrCAD Capture and PSpice. The obtained results were compared with theoretical behaviour. This part also contains results of these analyses: sensitivity, parasitic, Monte Carlo and temperature to determine the behaviour in varied cases.

KEYWORDS

frequency filter, reconnection-less reconfigurable frequency filter, voltage mode, VM, current mode, CM, universal current conveyor, UCC, operational transconductance amplifier, OTA, multi-output current follower, MO-CF, adjustable current amplifier, ACA, Inverse Follower Leader Feedback, IFLF, voltage gain amplifier, VGA, cut-off frequency, quality factor, bandwidth, sensitivity analysis, parasitic analysis, Monte Carlo analysis, temperature analysis

MICHALIČKA, Filip. *Syntéza elektronicky rekonfigurovatelných kmitočtových filtrů*. Brno, 2020, 89 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedúci práce: Ing. Lukáš Langhammer, Ph.D.

VYHLÁSENIE

Vyhlasujem, že som svoju diplomovú prácu na tému „Syntéza elektronicky rekonfigurovateľných kmitočtových filtrov“ vypracoval(a) samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce, využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor(ka) uvedenej diplomovej práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil(a) autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol(-la) nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý(-á) následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákoníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

POĎAKOVANIE

Chcel by som poďakovať vedúcemu diplomovej práce pánovi Ing. Lukášovi Langhammerovi, Ph.D za odborné vedenie, trpezlivosť, prínosné konzultácie, pomoc pri simuláciách v programe OrCAD a za cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce.
Ďalej by som chcel poďakovať mojim rodičom, za veľkú podporu pri štúdiu.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

POĎAKOVANIE

Výzkum popsaný v tejto diplomovej práci bol realizovaný v laboratóriách podporených projektom SIX; registračné číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačný program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	14
1 TEORETICKÝ ZÁKLAD PRÁCE	15
1.1 Základné vlastnosti frekvenčných filtrov	15
1.1.1 Rád filtra	15
1.1.2 Medzná frekvencia	16
1.1.3 Činiteľ kvality	16
1.1.4 Šírka pásma	16
1.2 Rozdelenie filtrov podľa prenášaného frekvenčného pásma	16
1.3 Rozdelenie filtrov na základe použitých prvkov	19
1.4 Pracovné režimy	20
1.5 Princíp elektronickej rekonfigurácie filtrov	20
1.6 Metóda grafov signálových tokov	21
1.7 Návrhová metóda MUNV	22
2 Vybrané aktívne prvky a ich vlastnosti	24
2.1 Univerzálny prúdový konvektor	24
2.2 Operačný transkonduktančný zosilňovač	25
2.3 Napäťový diferenčný transkonduktančný zosilňovač	27
2.4 Prúdový sledovač s viacerými výstupmi	28
2.5 Nastaviteľný prúdový zosilňovač	29
2.6 Napäťový zosilňovač s nastavením zisku	29
3 Návrh rekonfigurovateľných frekvenčných filtrov	31
3.1 Návrh filtra č. 1	31
3.1.1 Citlivostná analýza	36
3.1.2 Teplotná analýza	38
3.2 Návrh filtra č. 2	40
3.2.1 Citlivostná analýza	45
3.2.2 Parazitná analýza	48
3.2.3 Analýza Monte Carlo	51
3.2.4 Teplotná analýza	55
3.3 Návrh filtra č. 3	57
3.3.1 Citlivostná analýza	61
3.3.2 Parazitná analýza	63
3.3.3 Analýza Monte Carlo	68
3.3.4 Teplotná analýza	72

4 Záver	74
Literatúra	76
Zoznam symbolov, veličín a skratiek	80
Zoznam príloh	82
A Návrh filtra č.1	83
A.1 Schéma zapojenia	83
A.2 Návrh dosky - vrchná strana	84
A.3 Návrh dosky - spodná strana	84
A.4 Zoznam použitých súčiastok	85
B Návrh filtra č.3	86
B.1 Schéma zapojenia	86
B.2 Návrh dosky - vrchná strana	87
B.3 Návrh dosky - spodná strana	87
B.4 Zoznam použitých súčiastok	88
C Obsah priloženého CD	89

ZOZNAM OBRÁZKOV

1.1	Ideálna modulová frekvenčná charakteristika DP[4].	17
1.2	Ideálna modulová frekvenčná charakteristika HP[4].	17
1.3	Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PP[4].	18
1.4	Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PZ[4].	18
2.1	Schématická značka UCC [15].	24
2.2	OTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.	26
2.3	BOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.	26
2.4	MOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.	27
2.5	Schématická značka VDTA [19].	27
2.6	Vnútna štruktúra VDTA [18].	28
2.7	MOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.	28
2.8	Schématická značka ACA.	29
2.9	Schématická značka VGA.	30
3.1	Schéma zapojenia filtra 1 s prvkami OTA a VGA.	32
3.2	Výsledky simulácií prenosových funkcií.	34
3.3	Výsledok simulácie prenosovej funkcie FČ.	34
3.4	Ladenie činiteľa kvality Q na prenosovej funkcii iPP.	35
3.5	Preladovanie medznej frekvencie prenosovej funkcie DPN.	35
3.6	Relatívna citlivosť pre PP.	36
3.7	Relatívna citlivosť pre PZ.	37
3.8	Relatívna citlivosť pre FČ.	37
3.9	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DPN.	38
3.10	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HPN.	39
3.11	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.	39
3.12	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PZ.	40
3.13	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku FČ.	40
3.14	Schéma zapojenia filtra 2 s prvkami ACA, MO-CF a VDTA.	41
3.15	Výsledky simulácií prenosových funkcií.	43
3.16	Výsledok simulácie prenosovej funkcie FČ.	43
3.17	Ladenie činiteľa kvality na prenosovej funkcii iPP.	44
3.18	Ladenie medznej frekvencie na prenosovej funkcii HP.	44
3.19	Relatívna citlivosť pre DP.	45
3.20	Relatívna citlivosť pre HP.	46
3.21	Relatívna citlivosť pre PP.	46
3.22	Relatívna citlivosť pre PZ.	47
3.23	Relatívna citlivosť pre FČ.	47
3.24	Schéma zapojenia filtra 2 s parazitnými prvkami.	48

3.25	Vplyv parazitnej kapacity C_{P5} na modulovú charakteristiku PP. . . .	49
3.26	Vplyv parazitnej kapacity C_{P6} na modulovú charakteristiku PP. . . .	50
3.27	Vplyv parazitného rezistora R_{P5} na modulovú charakteristiku HP. . .	50
3.28	Vplyv parazitného rezistora R_{P6} na modulovú charakteristiku HP. . .	51
3.29	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku DP. .	52
3.30	Histogram analýzy Monte Carlo pre DP.	52
3.31	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku HP. .	53
3.32	Histogram analýzy Monte Carlo pre HP.	53
3.33	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku PP. .	54
3.34	Histogram analýzy Monte Carlo pre PP.	54
3.35	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DP.	55
3.36	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HP.	56
3.37	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.	56
3.38	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PZ.	57
3.39	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku FČ.	57
3.40	Schéma zapojenia filtra 3 s prvkami OTA, CA a MO-CF.	58
3.41	Zjednodušený graf signálových tokov filtra 3.	58
3.42	Výsledky simulácií prenosových funkcií filtra 3.	61
3.43	Relatívna citlivosť pre DP.	62
3.44	Relatívna citlivosť pre HP.	62
3.45	Relatívna citlivosť pre PP.	63
3.46	Schéma zapojenia filtra 3 s parazitnými prvkami.	63
3.47	Vplyv parazitnej kapacity C_{P5} na modulovú charakteristiku PP . . .	65
3.48	Vplyv parazitnej kapacity C_{P6} na modulovú charakteristiku PP. . . .	65
3.49	Vplyv parazitnej kapacity C_{P7} na modulovú charakteristiku PP. . . .	66
3.50	Vplyv parazitného rezistora R_{P4} na modulovú charakteristiku HP. . .	66
3.51	Vplyv parazitného rezistora R_{P5} na modulovú charakteristiku HP. . .	67
3.52	Vplyv parazitného rezistora R_{P6} na modulovú charakteristiku HP. . .	67
3.53	Vplyv parazitného rezistora R_{P7} na modulovú charakteristiku HP. . .	68
3.54	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku DP. .	69
3.55	Histogram analýzy Monte Carlo pre DP.	69
3.56	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku HP. .	70
3.57	Histogram analýzy Monte Carlo pre HP.	70
3.58	Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku PP. .	71
3.59	Histogram analýzy Monte Carlo pre PP.	71
3.60	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DP.	72
3.61	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HP.	72
3.62	Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.	73
A.1	Rozmer dosky 116,84x91,44 [mm], mierka M 1:1.	84

A.2	Rozmer dosky 116,84x91,44 [mm], mierka M 1:1.	84
B.1	Rozmer dosky 170,18 x 104,14 [mm], mierka M 1:1,25.	87
B.2	Rozmer dosky 170,18 x 104,14 [mm], mierka M 1:1,25.	87

ZOZNAM TABULIEK

2.1	Základné parametre prvku VCA810[22].	30
3.1	Nastavenie aktívnych prvkov pre jednotlivé funkcie filtra.	33
3.2	Hodnoty koeficientov.	59

ÚVOD

Na spracovanie signálu sa v dnešnej dobe využívajú hlavne digitálne frekvenčné filtre, ktoré postupne nahrádzajú filtre analógové. Avšak analógové filtre stále nachádzajú svoje využitie v situáciách, kedy je lepšie použiť analógové obvody z dôvodu menšej zložitosti zapojenia a výslednej ceny. Analógové filtre majú svoje uplatnenie na vstupoch a výstupoch elektronických zariadení, na ktorých je potrebné daný signál upraviť. Medzi tieto úpravy patrí napríklad vybratie alebo úplné odstránenie určitej frekvenčnej oblasti z celého spektra signálu. Väčšina filtrov umožňujúcich tieto úpravy majú zvyčajne jeden vstup a viacero výstupov, na ktorých je možné získať jednotlivé prenosové funkcie. Taktiež existujú zapojenia, ktoré majú viacero vstupov a jeden výstup, pričom pri privedení signálu do jednotlivých vstupov získame príslušné prenosové funkcie. Nevýhodou týchto zapojení je potreba galvanického prepojenia vstupov alebo výstupov za účelom zmeny funkcie obvodu, čo nie je technicky možné v prípade implementácie na elektronický čip. Jedným z riešení tohoto problému môže byť zapojenie elektronických prepínačov na jednotlivé vstupy a výstupy, ktoré so sebou nesie množstvo nevýhodných vlastností ako napríklad prekmity pri prepínaní, vyššiu spotrebu energie alebo rušenie filtra riadiacim signálom prepínačov. Druhým riešením, ktorým sa zaoberá táto diplomová práca a ktoré je oveľa výhodnejšie, je použitie aktívnych prvkov. Týmto prvkami je možné riadiť samotnú funkciu výsledného zapojenia. Toto riadenie sa vykonáva zmenou jedného alebo viacerých parametrov aktívnych prvkov a týmto spôsobom je možné získať plynulý prechod medzi funkciami filtra.

1 TEORETICKÝ ZÁKLAD PRÁCE

Frekvenčné filtre sú lineárne elektrické dvojbrany. Ich funkciou je vybratie určitých harmonických zložiek prechádzajúceho signálu, podľa typu daného filtra. Filtre zvyčajne niektoré frekvenčné časti signálu prepúšťajú bez útlmu (túto časť nazývame priepustné pásmo) a na druhej strane niektoré frekvenčné časti potláča (jedná sa o pásmo potlačenia resp. nepriepustné pásmo). Tieto vlastnosti vyjadrujeme pomocou modulovej (amplitúdovej) frekvenčnej charakteristiky, ktorá je závislosťou modulu napätia alebo prúdu na frekvencii. Pri prechode signálu filtrom dochádza k časovému oneskoreniu signálu, čo vedie k fázovému posunu prechádzajúcich harmonických zložiek signálu. Tento dej sa vyjadruje pomocou fázovej frekvenčnej charakteristiky. Prenos signálu sa skladá z priepustného pásma, nepriepustného pásma a pásma prechodu. Strmosť frekvenčného filtra je vlastne prechod medzi priepustným a nepriepustným pásmom. Jej veľkosť je závislá na ráde daného filtra a type aproximácie. Rozsah použitia frekvenčných filtrov je veľmi široký. Frekvenčné filtre patria medzi základné stavebné časti slúžiace na spracovanie prijímaných signálov. Nachádzajú sa takmer vo všetkých prijímačoch alebo vysielačoch a taktiež v usmerňovačoch. V rádioelektronike sa často používajú filtre typu pásmová priepusť na vybratie určitej časti signálu z celkového spektra (napr. rádiovkej stanice). Filtre typu dolná priepusť môžeme nájsť v modulačných a demodulačných obvodoch. Spolu s hornou priepustou slúžia na rozdelenie frekvenčných pásiem v anténových obvodoch a ich predzosilňovacích stupňoch. Pásmové zádrže sa používajú na obmedzenie rušiacich frekvencií. Taktiež môžeme nájsť využitie frekvenčných filtrov v oblasti telekomunikácií [1], [2].

1.1 Základné vlastnosti frekvenčných filtrov

Všetky frekvenčné filtre sa bez ohľadu na ich typ navrhujú na základe určitých parametrov. Medzi tieto parametre zaraďujeme rád filtra, činiteľ kvality a medznú frekvenciu [1].

1.1.1 Rád filtra

Rád filtra sa určuje množstvom pasívnych filtračných prvkov a má predovšetkým vplyv na strmosť prechodu z priepustného pásma do nepriepustného a naopak, pričom s každým ďalším rádom narastá strmosť útlmu filtra o 20 dB na dekádu. Čím vyšší rád filtra, tým viac sa približuje charakteristike ideálneho filtra. Žiaľ s narastajúcim rádom stúpa aj zložitnosť a výsledná cena filtra a z tohoto dôvodu je podľa

možností žiaduce voliť čo najnižší rád filtra. Ale s kritériom, že dokáže za rovnakých podmienok vykonávať požadované vlastnosti [2] .

1.1.2 Medzná frekvencia

Medzná frekvencia delí frekvenčné pásmo na priepustné a nepriepustné. Označujeme ju f_m . Ide o frekvenciu, ktorá sa určuje v prípade DP (dolná priepusť) a HP (horná priepusť) pri poklese modulej charakteristiky o 3 dB. Pri funkciách PP (pásmová priepusť) a PZ (pásmová zádrž) rozlišujeme hornú a dolnú frekvenciu na každej strane od medznej frekvencie. Šírka priepustného pásma PP sa určuje pri poklese o 3dB z každej strany od f_m . Medzná frekvencia sa dá nastavovať pomocou hodnôt pasívnych prvkov ako rezistor a kondenzátor, resp. pri použití aktívnych prvkov napríklad pomocou transkonduktancie g_m , pričom nastáva posunutie modulej a fázovej charakteristiky filtra, bez zmeny ich tvaru [2] .

1.1.3 Činiteľ kvality

Činiteľ kvality určuje kvalitu prechodu medzi priepustným a nepriepustným pásmom. Označujeme ho ako Q (Quality factor). S narastajúcou hodnotou Q pri prenosovej funkcii typu DP a HP nám rastie aj strmosť prechodu medzi pásmami, ale taktiež dochádza ku vzniku tzv. prekmitov v prechodovom pásme a tým pádom dochádza aj k poklesu kvality prenášaného signálu, čo môže spôsobovať deformáciu užitočného signálu. Preto je potrebné určiť nejakú rovnováhu medzi presnosťou prechodu z priepustného pásma do nepriepustného a kvalitou prenášaného signálu pri frekvencii v blízkosti f_m . Pri funkciách PP a PZ dochádza vplyvom zmeny činiteľa kvality ku zmene šírky priepustného a nepriepustného pásma. V praxi sa bežne stretneme s hodnotami Q v rozmedzí 0,7-1 [2].

1.1.4 Šírka pásma

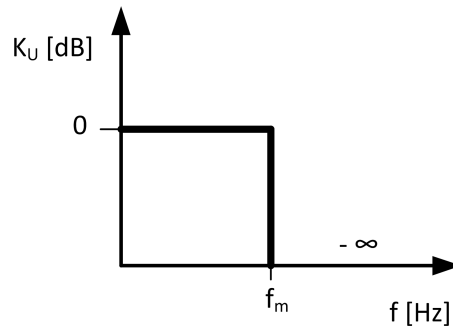
Označuje sa písmenom B alebo aj BW (Bandwidth) a určuje rozdiel medzi najvyššou a najnižšou hodnotou frekvencie prenášaného pásma pri PP a PZ [2].

1.2 Rozdelenie filtrov podľa prenášaného frekvenčného pásma

- **Dolná priepusť (DP alebo LP - low-pass)** – nazýva sa aj ako integračný článok. Prepúšťa len jednosmernú zložku a oblasť frekvencií nižších ako je medzná frekvencia f_m . Frekvencie vyššie ako je f_m sú potlačené s určitým

útlmom (v závislosti na ráde filtra), v ideálnom prípade s nekonečným útlmom [3]. Ideálna modulová frekvenčná charakteristika DP je zobrazená na obr.1.1. Rovnica prenosu dolnej priepusti 2. rádu má tvar:

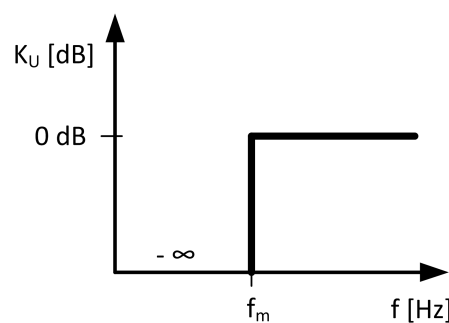
$$K(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (1.1)$$



Obr. 1.1: Ideálna modulová frekvenčná charakteristika DP[4].

- **Horná priepusť (HP alebo HP - high-pass)** – poznáme ho aj pod názvom derivačný článok, prepúšťa oblasť frekvencií, ktorá je vyššia ako medzná frekvencia f_m a naopak nižšiu oblasť frekvencií potláča [3]. Ideálna modulová frekvenčná charakteristika HP je zobrazená na obr.1.2. Rovnica prenosu hornej priepuste 2. rádu má tvar:

$$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (1.2)$$

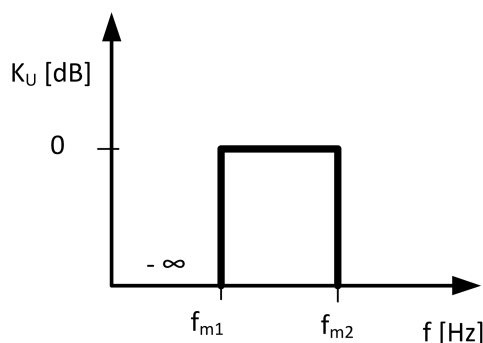


Obr. 1.2: Ideálna modulová frekvenčná charakteristika HP[4].

- **Pásmová priepusť (PP alebo BP - band-pass)** – vstupný signál je prenášaný len v určitom pásme medzi dolnou medznou frekvenciou f_{m1} a hornou medznou frekvenciou f_{m2} . Ostatné frekvencie sú potlačené s určitým útlmom,

pri ideálnom filtri s nekonečným útlmom [3]. Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PP je zobrazená na obr.1.3. Rovnica prenosu pásmovej priepuste 2. rádu má tvar:

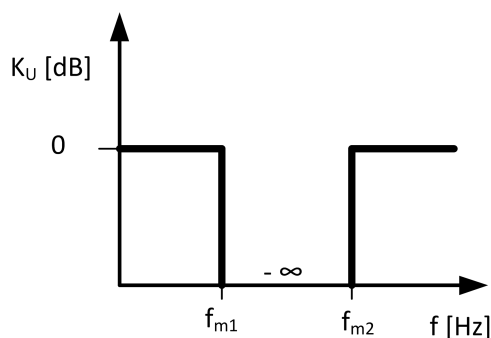
$$K(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (1.3)$$



Obr. 1.3: Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PP[4].

- **Pásmová zádrž (PZ alebo BS - band-stop)** – vstupný signál je potlačený len v zvolenom pásme medzi dolnou medznou frekvenciou f_{m1} a hornou medznou frekvenciou f_{m2} . Ostatné frekvencie prepúšťa s malým útlmom, v ideálnom prípade s nulovým [3]. Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PZ je zobrazená na obr.1.4. Rovnica prenosu pásmovej zádrže 2. rádu má tvar:

$$K(p) = \frac{a_2 p^2 + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (1.4)$$



Obr. 1.4: Ideálna modulová frekvenčná charakteristika PZ[4].

- **Fázovací článok (FČ alebo AP - all-pass)** – tento typ filtra prepúšťa všetky frekvencie vstupného signálu bez útlmu, ovplyvňuje len jeho fázovú charakteristiku. Získame ho spojením týchto troch funkcií: DP, iPP a HP, alebo pomocou ich invertujúcej varianty: iDP, PP a iHP [1] .

Rovnica prenosu fázovacieho článku 2. rádu má tvar:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 - a_1 \mathbf{p} + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0} \quad (1.5)$$

- **Dolná, resp. horná priepusť s nulou v nepriepustnom pásme (LPZ** - low-pass with zero alebo **HPZ** - high-pass with zero) – získame ich spojením DP a HP. Správajú sa rovnako ako filtre DP alebo HP, s tým rozdielom, že pomocou parametrov a_0 alebo a_2 môžeme nastavovať hodnotu zosilnenia v nepriepustnom pásme[1]. Rovnica prenosu pre filtre LPZ a HPZ 2. rádu má tvar:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0} \quad (1.6)$$

Ak platí nerovnosť $\frac{a_0 b_0}{b_2} > \frac{a_2}{b_2}$, jedná sa o LPZ. V prípade, že $\frac{a_2}{b_2} > \frac{a_0}{b_0}$ ide o HPZ.

1.3 Rozdelenie filtrov na základe použitých prvkov

- **Pasívne filtre** – tieto zapojenia sú tvorené len prvkami R (rezistor), L (cievka) a C (kondenzátor). Kombináciami týchto prvkov dokážeme vytvoriť výsledné obvody RC, LC a RLC, ktoré majú slabé selektívne vlastnosti. Pomocou nich je možné zostaviť filtre DP, HP, PP a PZ, avšak s nízkou kvalitou výsledných prenosových funkcií. Najväčším problémom pri RLC filtroch sú veľké rozmery cievok pre nízke frekvencie. Z tohoto dôvodu sa cievky nahrádzajú aktívnymi prvkami. Filtre RC a RLC majú malý činiteľ kvality Q, ktorý dosahuje hodnoty menšie ako 0,5. Tieto filtre sa uplatňujú zväčša len v prvom a druhom ráde, veľmi ojedinele vo vyšších rádoch. Používajú sa hlavne tam, kde sa nekladie veľký dôraz na výslednú prenosovú funkciu a nie je požadované zosilnenie vstupného signálu. Ich výhodou je absencia zdroja napájania, jednoduchosť a taktiež cena [1], [2].
- **Aktívne filtre** – sú také štruktúry filtrov, ktoré obsahujú aspoň jeden aktívny prvok (napr. transkonduktančný zosilňovač). Kombináciou aktívnych a pasívnych prvkov získame výsledný filtračný obvod. Tieto filtre umožňujú pracovať na frekvenciách, na ktorých by pasívne filtre neboli schopné fungovať. Ich výhodou je v porovnaní s pasívnymi RLC filtrami možnosť zapojenia bez použitia cievky, čo sa s výhodou uplatňuje pri obvodoch pre nízke frekvencie a

dokážeme dosiahnuť oveľa lepšiu kvalitu filtra. Pomocou aktívnych prvkov môžeme meniť základné parametre frekvenčných filtrov akými sú činiteľ kvality Q a medzná frekvencia f_m . Na vytvorenie požadovaného rádu sa používajú pasívne akumulačné prvky (kondenzátory). Nevýhoda týchto filtrov spočíva v potrebe externého napájania obvodu. Vďaka moderným technológiám výroby týchto prvkov sa ich požiadavky na napájanie znižujú [1],[2].

1.4 Pracovné režimy

Pracovné režimy určujú, s akými signálmi daný elektrický obvod pracuje. V minulosti sa väčšinou používal napäťový režim, ktorého hlavnými nevýhodami sú menšia dynamika obvodu a menší odstup signálu od šumu. Z tohoto dôvodu sa v tejto dobe prechádza na prúdový alebo zmiešaný režim filtrov. Tieto dva režimy umožňujú dosiahnuť rovnaké alebo dokonca lepšie výsledky pri nižšom napájacom napätí obvodu a možnosť uplatnenia na vysokých frekvenciách [5], [6].

- **Napäťový režim - Voltage Mode (VM)** – budenie obvodu zabezpečuje zdroj napätia, ktorý je zapojený do série medzi pasívny dvojpól a zem. Na výstupnom uzle sa sleduje napäťová odozva oproti zemi.
- **Prúdový režim - Current Mode (CM)** – budenie obvodu zabezpečuje zdroj prúdu, ktorý sa zapája do vstupného uzla. Na výstupnom uzle sa sleduje prúdová odozva vo vetve medzi dvojpólom a zemou. Výhodou tohoto režimu je lepšie využitie pre oblasti vysokých frekvencií v porovnaní s napäťovým módom, ďalej jednoduchosť ščitavania prúdov iba pri prepojení vodičov, lepší odstup signálu od šumu, lepšiu dynamiku obvodu, väčšiu šírku frekvenčného pásma a v neposlednom rade aj menšiu spotrebu energie.
- **Zmiešaný režim** – získame ho kombináciou napäťového a prúdového režimu. Výsledný obvod môže pracovať buď v napäťovo-prúdovom režime (VM/CM), kedy je obvod budený napätím a na výstupe sa sleduje prúdová odozva (spracováva sa napäťový signál), alebo v prúdovo-napäťovom režime (CM/VM), pričom sa obvod budí prúdom a na výstupe sledujeme odozvu napätia (spracováva sa prúdový signál).

1.5 Princíp elektronickej rekonfigurácie filtrov

Možnosť zmeny prenosovej funkcie filtra je veľmi výhodnou vlastnosťou. Na dosiahnutie zmeny funkcie je vo väčšine prípadov potrebné galvanické prepojenie obvodu,

čo nie je zvyčajne veľmi výhodné a nie vždy aj možné (napr. pri implementácii obvodu na čip) [7]. Tieto zapojenia majú buď jeden vstup a viacero výstupov (SIMO) [8] alebo viacero vstupov a jeden výstup (MISO) [8]. V prípade elektronickej rekonfigurácie nie je potrebné žiadne galvanické rozpájanie a obvod sa nachádza v režime, kedy sa používa jeden vstup a jeden výstup [9]. Na zmenu prenosovej funkcie slúžia príslušné aktívne prvky s minimálne jedným riadiacim parametrom ako napríklad transkonduktancia, rezistencia a zosilnenie, ktoré sú súčasťou filtračného obvodu. Riadením týchto parametrov je umožnený plynulý prechod medzi jednotlivými prenosovými funkciami. Príklad elektronickej rekonfigurácie môžeme vidieť na prenosovej funkcii filtračného obvodu:

$$K(p) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{p^2 B_1 C_1 C_2 - p B_2 C_1 g_{m2} + B_3 g_{m1} g_{m3}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m3}} \quad (1.7)$$

pričom jednotlivé prenosové funkcie sú dané nastavením hodnôt g_m a zosilnením B_1 a B_2 .

- Dolná priepusť – získame ju, ak $B_1 = 0$, $B_2 = 0$, $B_3 \neq 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou B_3 .
- Horná priepusť – získame ju, ak $B_1 \neq 0$, $B_2 = 0$, $B_3 = 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou B_1 .
- Pásmová priepusť – získame ju, ak $B_1 = B_3 = 0$, $B_2 \neq 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou B_2 .
- Pásmová zádrž – získame ju, ak $B_1 = B_3 \neq 0$, $B_2 = 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou pomeru $B_1 = B_3$.
- Fázovací článok – získame ho, ak $B_1 = B_2 = B_3 \neq 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou $B_1 = B_2 = B_3$.
- Dolná priepusť s nulou v nepriepustnom pásme – získame ju, ak $B_3 > B_1 > 0$ alebo $B_3 < B_1 < 0$, $B_2 = 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom smere môžeme riadiť pomocou B_1 a v nepriepustnom pásme pomocou B_3 .
- Horná priepusť s nulou v nepriepustnom pásme – získame ju, ak $B_1 > B_3 > 0$ alebo $B_1 < B_3 < 0$, $B_2 = 0$. Hodnotu zosilnenia v priepustnom pásme môžeme riadiť pomocou B_3 a v nepriepustnom pásme pomocou B_1 .

1.6 Metóda grafov signálových tokov

Metóda grafov signálových tokov bola vytvorená Samuelom Jeffersonom Masonom v roku 1953 pre popísanie a riešenie lineárnych obvodov [10]. O pár rokov neskôr bol vymyslený C.L. Coatesom ďalší systém grafov. Obidva tieto systémy boli zlúčené a vznikli Masonove-Coatesove grafy (M-C grafy) [11]. Metóda grafov signálových tokov vytvorila základ teórie riešenia obvodov a sú používané nielen v elektrotechnike,

ale aj v iných odvetviach napr. v automatizácii alebo sieťovej komunikácii. Grafy sú zložené zo sústavy uzlov a vetiev, pričom uzly predstavujú premenné a vetvy vzťahy medzi týmito premennými. Konce vetiev musia byť pripojené buď do dvoch rôznych uzlov, alebo do jedného toho istého uzla. Použitie grafov signálových tokov predstavuje v obvodovej teórii jednoduchú metódu návrhu filtračných štruktúr podľa vopred určenej prenosovej funkcie aj pomerne zložitých obvodov. Rovnica prenosu sa dá vypočítať pomocou vzťahu (1.8), ktorý sa nazýva Masonove pravidlo.

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_i P_i \Delta_i \quad (1.8)$$

Pričom Δ je determinant grafu, P_i je prenos i -tej priamej cesty zo vstupného uzla X do výstupného uzla Y a Δ_i je determinantom časti grafu, ktorá sa nedotýka i -tej priamej cesty.

Determinant Δ môžeme určiť podľa:

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots, \quad (1.9)$$

pričom V je súčinom všetkých vlastných neorientovaných slučiek, $S_1^{(k)}$ je prenos k -tej orientovanej slučky a $V_1^{(k)}$ je súčinom všetkých vlastných slučiek uzlov, ktorých sa k -tá slučka nedotýka. Ak v grafe nie sú vlastné slučky, súčin $V_1^{(k)}$ je potom jedna. Toto isté pravidlo platí aj pre výrazy $S_2^{(l)}$, $S_3^{(m)}$, $V_2^{(l)}$ a $V_3^{(m)}$ s tým rozdielom, že v prvom prípade sa jedná o l -té dvojice slučiek a v druhom prípade o m -té trojice slučiek. Tento vzťah je možné zapísať aj pre väčšie množstvo slučiek, ale tak zložité grafy sa vyskytujú ojedinele. Orientovanými slučkami rozumieme uzavreté slučky pozostávajúce z dvoch alebo viacerých vetiev a prepájajú minimálne dva uzly, pričom začínajú aj končia v tom istom uzle. Prenosom tejto slučky je súčin prenosov všetkých vetiev, ktoré tvoria slučku. Vlastné slučky sú len z jednej vetvy a jedného uzla. Vyjadrujú impedanciu pripojenú na napäťový uzol. Determinant Δ vlastne vyjadruje menovateľa charakteristickej rovnice, ktorá podstatne ovplyvňuje správanie obvodu [10], [12].

1.7 Návrhová metóda MUNV

Maticová metóda neznámych uzlových napätí [7], [13] (MUNV - Method of Unknown Nodal Voltages) je veľmi vhodný nástroj pre symbolickú analýzu lineárnych obvodov a taktiež aj na ich syntézu. Pravidlá tejto metódy vychádzajú priamo z prvého Kirchhoffovho zákona. MUNV je vhodná hlavne v prípadoch, kedy obvod obsahuje aktívne prvky, ktoré majú vlastnú admitančnú maticu, ako napríklad operačné

transkonduktančné zosilňovače (OTA) s jedným výstupom, diferenčnými alebo viacerými výstupmi. Pri MUNV predpokladáme známy vzťah:

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{V} = \mathbf{I} \quad (1.10)$$

pričom \mathbf{Y} je štvorcová admitančná matica, \mathbf{V} je stĺpcový vektor neznámych uzlových napätí a \mathbf{I} je stĺpcový vektor budiacich prúdových zdrojov (len v prípade filtrov s jedným vstupom a jedným výstupom). Metóda MUNV je použiteľná taktiež pre syntézu analógových oscilátorov, filtrov, zosilňovačov alebo lineárnych stavebných blokov zložitejších nelineárnych systémov. Aplikovanie metódy MUNV pre ručný návrh rekonfigurovateľných filtrov 2. rádu je oveľa intuitívnejší v porovnaní so systematickou metódou.

Návrh filtra začína určením výslednej charakteristickej rovnice v tvare:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 + a_1 \mathbf{p} + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0} \quad (1.11)$$

následne vytvorením maticovej rovnice (1.12) a predpokladom, že výsledný filter sa bude skladať z dvoch kondenzátorov a štyroch aktívnych prvkov OTA. Na príslušné pozície v matici \mathbf{Y} sa doplnia parametre \mathbf{pC} , podľa toho, ako budú kondenzátory zapojené vo výslednom obvode.

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

Ďalej z matice \mathbf{Y} vyjadríme sub-determinanty $\Delta_{1,3}$ a $\Delta_{1,1}$:

$$\Delta_{1,1} = Y_{22}Y_{33} - Y_{32}Y_{23}$$

$$\Delta_{1,3} = Y_{21}Y_{32} - Y_{31}Y_{22}$$

pričom $\Delta_{1,3}$ je sub-determinant admitančnej matice \mathbf{Y} po vynechaní prvého riadku a tretieho stĺpca a $\Delta_{1,1}$ je sub-determinant admitančnej matice \mathbf{Y} po vynechaní prvého riadku a prvého stĺpca. Výsledky zo sub-determinantov dáme do rovnosti s čitateľom a menovateľom charakteristickej rovnice, pričom musíme dodržať túto podmienku:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_3}{V_1} = \frac{\Delta_{1,3}}{\Delta_{1,1}} \quad (1.13)$$

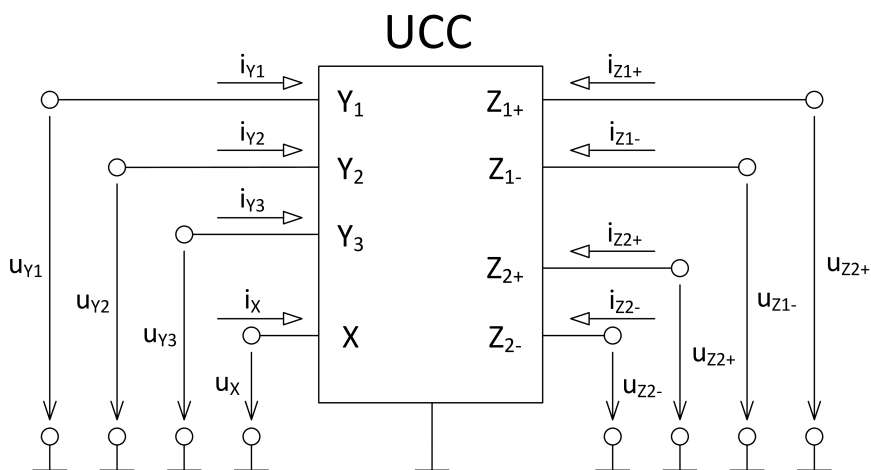
a upravíme na tvar, aby bolo potom možné jednotlivé prvky sub-determinantov doplniť na príslušné miesta do matice \mathbf{Y} . Takýmto spôsobom získame výslednú maticovú rovnicu, z ktorej je možné vytvoriť finálny obvod filtra [14].

2 VYBRANÉ AKTÍVNE PRVKY A ICH VLASTNOSTI

Táto kapitola sa zaoberá aktívnymi prvkami a ich vlastnosťami, ktoré boli použité pri návrhu a simuláciách jednotlivých zapojení filtrov.

2.1 Univerzálny prúdový konvektor

História tohto aktívneho prvku siaha až do roku 1968, kedy bola predstavená prvá generácia konvektorov označovaná CCI. Prvky boli v tej dobe realizované ešte bipolárnou technológiou. Počas krátkeho obdobia boli preskúvané možnosti aplikácie CCI+/- . Z dosiahnutých výsledkov testovania konvektorov prvej generácie boli o dva roky neskôr vymyslené konvejory druhej generácie, ktoré sa označujú ako CCII a ktoré rozširovali možnosti použitia ich predchodcu. Tieto konvejory už boli realizované pomocou technológie MOS (Metal-Oxide-Semiconductor). Prúdový konvektor CCII+/- sa začal čoraz častejšie používať v elektronickom priemysle ako konvektor CCI+/- . Neskôr boli vymyslené prúdové konvejory tretej generácie CCIII. Z týchto druhov konvektorov postupne vznikali ešte iné podtypy konvektorov. Najnovším typom prúdového konvejora, ktorý dokáže nahradiť všetky doposiaľ spomenuté prúdové konvejory sa nazýva Univerzálny prúdový konvektor (UCC - Universal current conveyor) [15]. Schématická značka tohto prvku je na obr.2.1



Obr. 2.1: Schématická značka UCC [15].

Definuje sa ako všeobecný osembran [15]. Je charakteristický tromi vysokoimpedančnými napäťovými vstupmi (Y_1 , Y_2 a Y_3) z toho dva sú rozdielové (Y_1 a Y_2)

a dva sú súčtové (Y_1 a Y_3). Má aj jeden nízkoimpedančný vstup (X). Ďalej je charakteristický štyrmi prúdovými výstupmi (Z_{1+} , Z_{1-} , Z_{2+} , Z_{2-}). Hybridná maticová rovnica (2.1) popisuje správanie obvodu.

$$\begin{bmatrix} i_{Y1} \\ i_{Y2} \\ i_{Y3} \\ u_X \\ i_{Z1+} \\ i_{Z2+} \\ i_{Z1-} \\ i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Y1} \\ u_{Y2} \\ u_{Y3} \\ i_X \\ u_{Z1+} \\ u_{Z2+} \\ u_{Z1-} \\ u_{Z2-} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

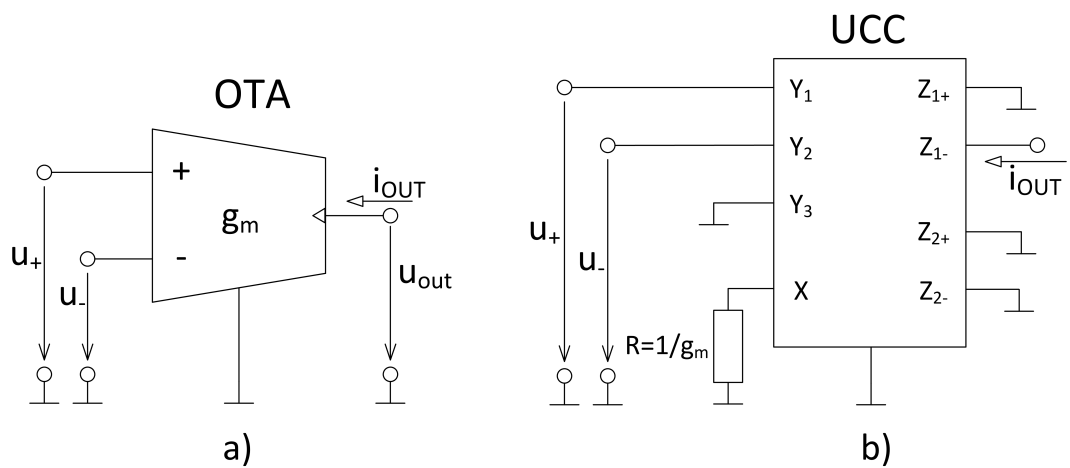
Ako bolo už spomenuté, tento aktívny prvok dokáže realizovať všetky typy prúdových konvektorov. Okrem toho, je možné pomocou UCC realizovať aj iné aktívne prvky ako napríklad transkonduktančný operačný zosilňovač (OTA), alebo viacvýstupový prúdový sledovač (MO-CF - Multi-output current follower). Pri vhodnej kombinácii prvkov UCC je možné realizovať aj zložitejšie aktívne prvky ako sú VDTA, CDTA alebo VDCC. Jeho hlavnou výhodou je teda univerzálnosť použitia.

2.2 Operačný transkonduktančný zosilňovač

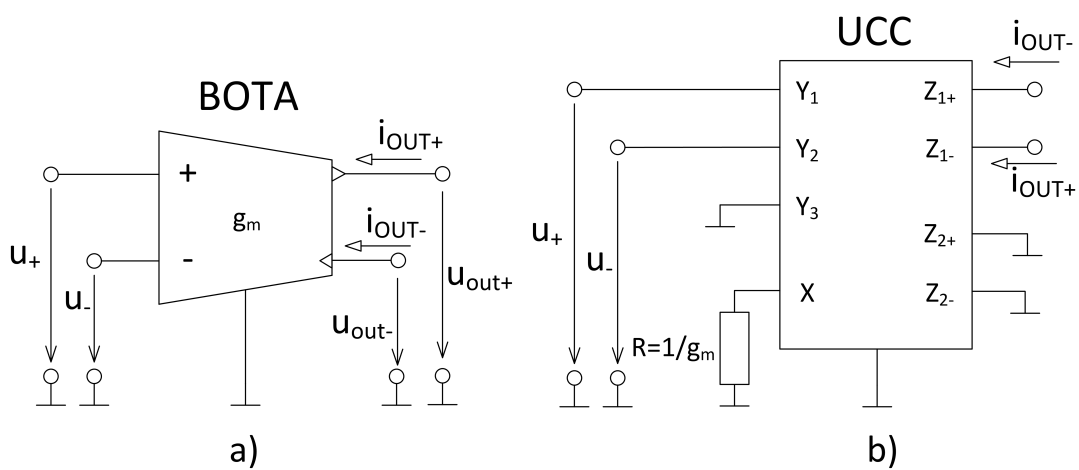
Transkonduktančný zosilňovač (OTA - Operational transconductance amplifier) je aktívny prvok, ktorý sa v ideálnom prípade správa ako zdroj prúdu riadený napätím. Jeho riadiacim parametrom je transkonduktancia g_m . Môže mať jeden alebo viacero výstupov. Správanie prvku OTA s jedným výstupom popisuje rovnica (2.2). V prípade viacerých výstupov sa jedná o prvky BOTA (Balanced-output Operational Transconductance Amplifier), ktorý má dva výstupy s opačnou polaritou a MOTA (Multiple-output operational transconductance amplifier) ktorý má tri alebo viac výstupov, väčšinou s dvoma kladnými a dvoma zápornými polaritami [16]. Správanie prvkov BOTA a MOTA vyjadruje rovnica (2.3). Všetky tri prvky je možné realizovať pomocou spomenutého UCC [15], pričom riadenie transkonduktancie g_m sa vykonáva pomocou rezistora R pripojeného do vstupu X . Hodnota transkonduktancie g_m sa potom rovná prevrátenej hodnote rezistora R . Na obrázkoch 2.2, 2.3 a 2.4 sú schématické značky OTA, BOTA a MOTA a ich následná realizácia pomocou UCC.

$$i_{OUT} = g_m \cdot (u_{IN+} - u_{IN-}) \quad (2.2)$$

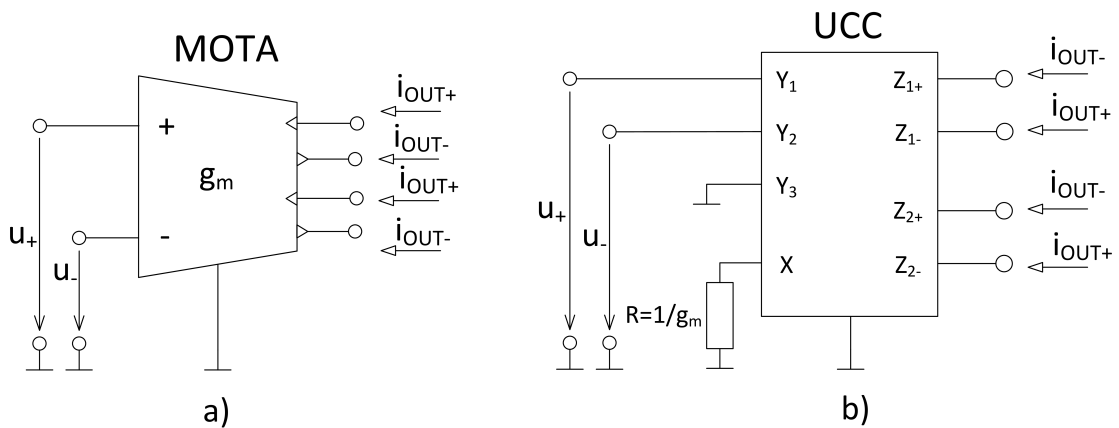
$$i_{OUT\pm} = \pm g_m \cdot (u_{IN+} - u_{IN-}) \quad (2.3)$$



Obr. 2.2: OTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.



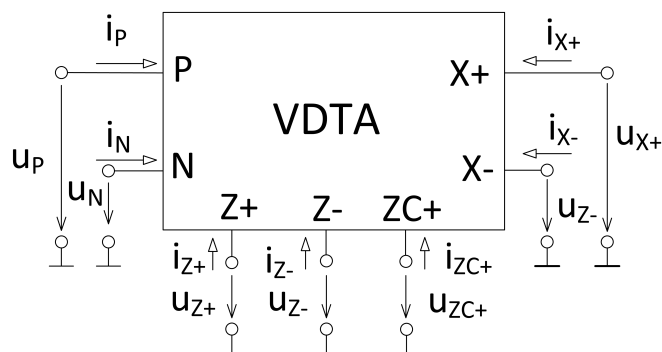
Obr. 2.3: BOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.



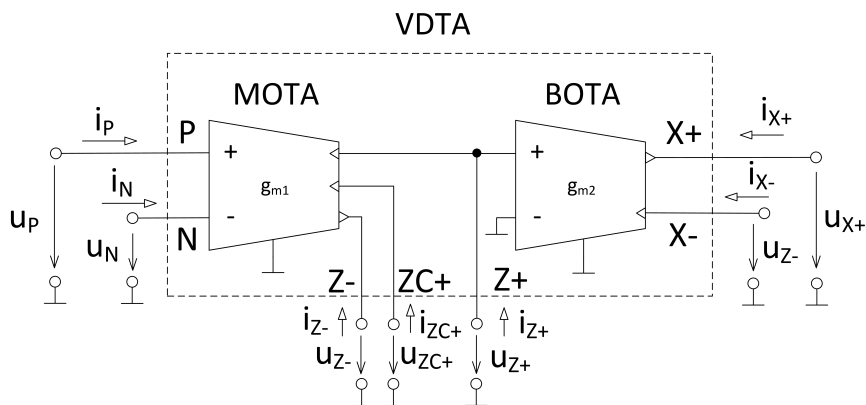
Obr. 2.4: MOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.

2.3 Napätový diferenčný transkonduktančný zosilňovač

Napätový diferenčný transkonduktančný zosilňovač [17] (VDTA - Voltage differencing transconductance amplifier) je aktívny prvok, ktorý sa skladá z dvoch transkonduktančných zosilňovačov, ktorých transkonduktancie g_{m1} a g_{m2} sú navzájom nezávislé. VDTA obsahuje dva napätové vstupy P (kladný) a N (záporný), ďalej výstupy $Z \pm$ a $ZC \pm$ s vysokou impedanciou a prúdové výstupy $X \pm$. Výstup $Z+$ je pripojený na výstup MOTA a vstup BOTA. Výstupy $Z-$ a $ZC+$ sú priamo vyvedené z MOTA. Počet výstupov $Z \pm$ a $X \pm$ môže byť ľubovoľné množstvo, ktoré závisí od konkrétnych požiadaviek. Schématická značka a vnútorná štruktúra prvku sú uvedené na obr.2.5 a 2.6. Správanie prvku vyjadruje maticová rovnica (2.4) [18].



Obr. 2.5: Schématická značka VDTA [19].

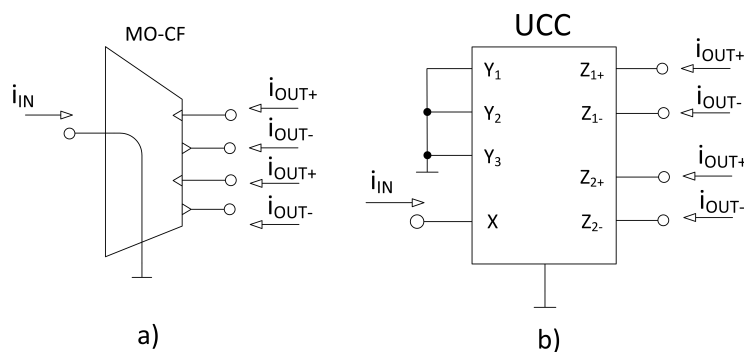


Obr. 2.6: Vnútna štruktúra VDTA [18].

$$\begin{bmatrix} i_P \\ i_N \\ i_{Z+} \\ i_{Z-} \\ i_{X+} \\ i_{X-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ +g_{m1} & -g_{m1} & 0 & 0 \\ -g_{m1} & +g_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +g_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & -g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_P \\ u_N \\ u_{Z+} \\ u_{Z-} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.4 Prúdový sledovač s viacerými výstupmi

Tento prvok (MO-CF - Multi-output current follower) obsahuje jeden vstup a viacero výstupov z ktorých dva sú s kladnou polaritou a dva sú so zápornou polaritou. Je možné ho realizovať pomocou UCC, ako je uvedené na obrázku 2.7. Nepoužívané výstupy sa jednoducho uzemnia [20].



Obr. 2.7: MOTA: a) schématická značka, b) realizácia pomocou UCC.

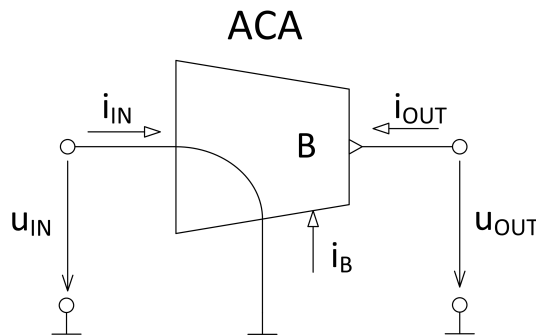
Správanie prvku MO-CF vyjadruje rovnica (2.5).

$$i_{OUT\pm} = \pm i_{IN} \quad (2.5)$$

Pričom $i_{OUT\pm}$ je výstupný prúd a i_{IN} je vstupný prúd.

2.5 Nastaviteľný prúdový zosilňovač

Nastaviteľný prúdový zosilňovač [21] (ACA - Adjustable Current amplifier) je aktívny prvok, ktorý zosilňuje vstupný prúd v závislosti na nastavenom zosilnení B , ktoré sa riadi pomocou prúdu i_B . Schématická značka prvku ACA je na obr.2.8.



Obr. 2.8: Schématická značka ACA.

Jeho správanie vyjadruje rovnica:

$$i_{OUT} = B \cdot i_{IN} \quad (2.6)$$

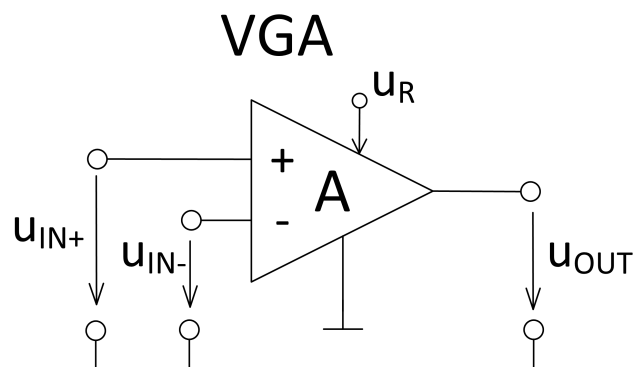
pričom výstupný prúd i_{OUT} je daný súčinom vstupného prúdu i_{IN} a hodnotou zosilnenia B .

2.6 Napäťový zosilňovač s nastavením zisku

Zosilňovač napätia s nastavením zisku [18] (VGA - Variable gain amplifier) je prvok, ktorého napäťový zisk na výstupe závisí od privedeného jednosmerného riadiaceho napätia u_R . Na obrázku 2.9 je schématická značka tohto prvku. Správanie prvku VGA popisuje nasledujúca rovnica:

$$u_{OUT} = A \cdot (u_{IN+} - u_{IN-}) \quad (2.7)$$

pričom A je napäťový zisk riadený napätím u_R .



Obr. 2.9: Schématická značka VGA.

Pre simulácie filtra s reálnymi prvkami bol ako napäťový zosilňovač použitý integrovaný obvod VCA810, ktorý je podrobnejšie popísaný v [22]. Základné vlastnosti tohoto prvku sú uvedené v tab.2.1. Veľkosť zosilnenia sa nastavuje privedením jednosmerného napätia na svorku u_R , v tejto práci bol použitý rozsah od 0 do -1 V.

Rozsah riadenia zosilnenia	± 40 dB
Rozsah napätia pre nastavenie zosilnenia	0 až -2V
Vstupný napäťový šum	$2,4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Šírka pásma v porovnaní so ziskom	35 MHz
Linearita zosilnenia dB/V	$\pm 0,3$ dB
Šírka pásma nastavovania zosilnenia	25 MHz
Rozdiel výstupného napätia	± 40 mV
Výstupný prúd	± 60 mA
Napájací prúd	24,8 mA
Rozsah pracovných teplôt	-40 °C až 85°C

Tab. 2.1: Základné parametre prvku VCA810[22].

3 NÁVRH REKONFIGUROVATELNÝCH FREKVENČNÝCH FILTROV

Táto časť práce sa zaoberá návrhom a simuláciami frekvenčných filtrov v programoch OrCAD Capture a PSpice. V simuláciách boli použité tranzistorové modely aktívnych prvkov. Tranzistorový model prvku MOTA je popísaný v [23], popis tranzistorového modelu prvku MOCF je v [20] a tranzistorový model prvku ACA je popísaný v [24].

3.1 Návrh filtra č. 1

Toto zapojenie rekonfigurovateľného filtra je 2. rádu, pracujúce v napäťovom móde. Bolo navrhnuté pomocou metódy MUNV uvedenej v kapitole 1.7. V nasledujúcom texte je vysvetlený celý postup návrhu filtra.

Na začiatku návrhu som si určil očakávanú výslednú charakteristickú funkciu filtra, ktorá je:

$$K(p) = \frac{p^2 A_1 + p \frac{g_{m3} - g_{m4}}{C_1} + \frac{A_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{p^2 + p \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.1)$$

V upravenom tvare:

$$K(p) = \frac{p^2 A_1 C_1 C_2 + p C_2 (g_{m3} - g_{m4}) + A_2 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.2)$$

Predpokladáme, že navrhovaný obvod má tri nezávislé uzly a jeden budiaci zdroj, aby sme získali filter s jedným vstupom a jedným výstupom (SISO - Single input, single output). Matica MUNV takéhoto obvodu má nasledujúci tvar:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Pre zjednodušenie výpočtu sa nateraz vynechajú napäťové zisky prvku VGA A_1 a A_2 uvedené v prenosovej funkcii 3.10 (v skutočnosti bude mať obvod štyri nezávislé uzly). Predpokladá sa štruktúra s jedným plávajúcim kondenzátorom C_1 medzi uzlami 1 a 3 a jedným uzemneným kondenzátorom C_2 pripojený k uzlu 2. Z tohoto predpokladu získame maticovú rovnicu (3.4).

$$\begin{pmatrix} pC_1 & 0 & -pC_1 \\ 0 & pC_2 & 0 \\ -pC_1 & 0 & pC_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Aby sme z výsledného zapojenia filtra získali charakteristickú rovnicu a dodržali predpoklad:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_3}{V_1} = \frac{\Delta_{1,3}}{\Delta_{1,1}} \quad (3.5)$$

musia mať determinanty $\Delta_{1,1}$ a $\Delta_{1,3}$ tento tvar:

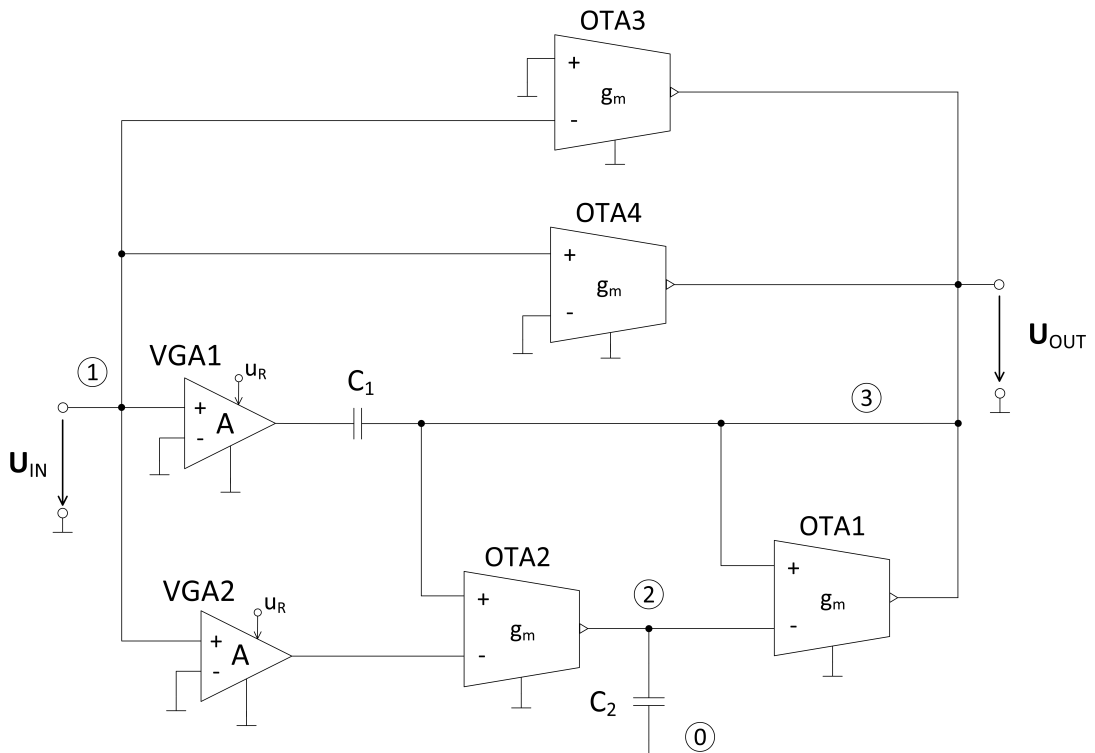
$$\Delta_{1,1} = Y_{22}Y_{33} - Y_{32}Y_{23} = b_2\mathbf{p}^2 + b_1\mathbf{p} + b_0 = \mathbf{p}^2C_1C_2 + \mathbf{p}C_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}$$

$$\Delta_{1,3} = Y_{21}Y_{32} - Y_{31}Y_{22} = a_2\mathbf{p}^2 + a_1\mathbf{p} + a_0 = A_1\mathbf{p}^2C_1C_2 + \mathbf{p}C_2(g_{m3} - g_{m4}) + A_2g_{m1}g_{m2}$$

Doplnením prvkov z týchto determinantov do matice Y v maticovej rovnici (3.4), získame výslednú maticovú rovnicu (3.6), z ktorej je možné zostaviť obvod filtra. Taktiež je potrebné doplniť na príslušné miesta v matici na začiatku výpočtu vynechané napäťové zisky A_1 a A_2 prvkov VGA.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{p}C_1 & 0 & -\mathbf{p}C_1 \\ -g_{m2}A_2 & \mathbf{p}C_2 & g_{m2} \\ -\mathbf{p}C_1A_1 - g_{m3} + g_{m4} & -g_{m1} & \mathbf{p}C_1 + g_{m1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Výsledné zapojenie filtra s označením jednotlivých uzlov použitých pri návrhu obvodu je na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Schéma zapojenia filtra 1 s prvkami OTA a VGA.

Tento filter dokáže pri správnom nastavení aktívnych prvkov vykonávať tieto funkcie: DPN, HPN, iPP, PZ, a FČ. Nastavenie prvkov pre každú funkciu je podrobne rozpísané v tab.3.1.

	VGA1	VGA2	g_{m1}	g_{m2}	g_{m3}	g_{m4}
DPN	0 V	-1 V	1 mS	1 mS	1 mS	1 mS
HPN	-1 V	0 V	1 mS	1 mS	1 mS	1 mS
PP	0 V	0 V	1 mS	1 mS	0 mS	1 mS
PZ	-1 V	-1 V	1 mS	1 mS	0 mS	0 mS
FČ	-1 V	-1 V	1 mS	1 mS	0 mS	1 mS

Tab. 3.1: Nastavenie aktívnych prvkov pre jednotlivé funkcie filtra.

Simuláciami reálneho prvku MOTA bolo zistené, že pre nastavenie hodnoty transkonduktancie $g_m = 1 \text{ mS}$ je potrebné nastaviť hodnotu biasovacieho prúdu na $I_{\text{Bias}} = 22 \mu\text{A}$.

Z koeficientov charakteristickej rovnice (3.10) je vidieť, ako budú vyzeráť vzťahy pre uhlovú frekvenciu ω_p a činiteľ kvality Q :

$$Q^2 = \frac{b_0 b_2}{b_1^2} = \frac{C_1 C_2 g_{m1} g_{m2}}{C_2^2 g_{m1}^2} = \frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}} \quad (3.7)$$

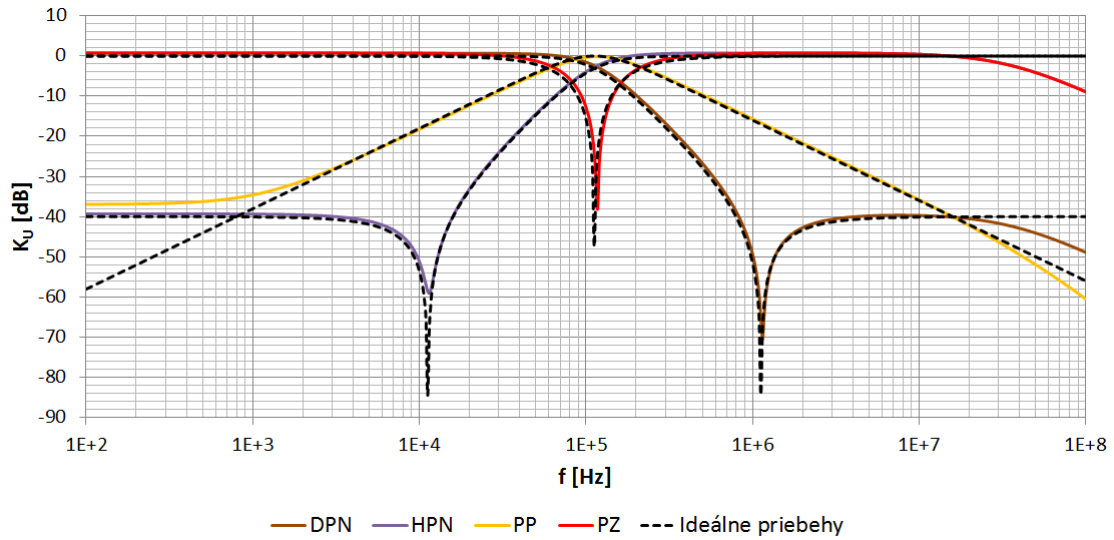
$$\omega_p^2 = \frac{b_0}{b_2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (3.8)$$

Z rovníc 3.7 a 3.8 je zrejmé, že činiteľ kvality Q a medzná frekvencia f_m sú na sebe závislé. Aby sme boli schopní meniť činiteľa kvality bez zmeny medznej frekvencie, musíme splniť túto podmienku:

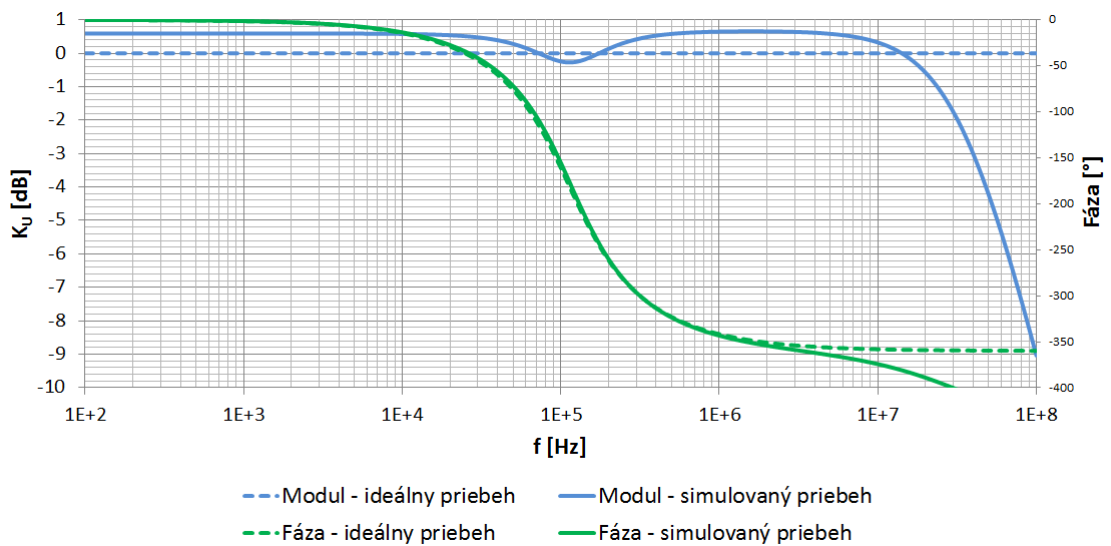
$$g_{m1} \cdot n = \frac{g_{m2}}{n} \quad (3.9)$$

Zmenu medznej frekvencie je možné vykonávať pomocou transkonduktancií g_{m1} a g_{m2} , pričom ich hodnoty musia byť rovnaké, aby nedochádzalo ku zmene činiteľa akosti. Pre simulácie prenosových funkcií boli zvolené tieto hodnoty prvkov: $C_1 = 1 \text{ nF}$, $C_2 = 2 \text{ nF}$. Pri týchto hodnotách je nastavený činiteľ kvality $Q = 0,707$, čo zodpovedá Butterworthovej aproximácii a medzná frekvencia je nastavená na $f_m = 112,2 \text{ kHz}$. Na obr. 3.2 sú výsledky simulácií prenosových funkcií okrem FČ. Reálne priebehy funkcií sa veľmi podobajú ideálnym. Reálne priebehy DPN, HPN a PZ majú útlmy v nepriepustnom pásme o niečo menšie v porovnaní s ideálnymi priebehmi. V prípade reálnej PZ je medzná frekvencia posunutá na nižšiu oproti ideálnej. Priebeh funkcie reálneho FČ na obr. 3.3 taktiež nie je ideálny. Prenos je do

frekvencie 20 kHz zosilnený na hodnotu 0,5 dB, na frekvencii 110 kHz vzniká útlm -0,27 dB, potom prenos stúpne na hodnotu 0,65 dB a pri frekvencii 6 MHz začína postupne klesať. Fáza FČ je identická s ideálnym priebehom do frekvencie asi 3 MHz, potom postupne klesá. Tieto nedokonalosti sú spôsobené vplyvom reálnych vlastností prvkov a parazit.



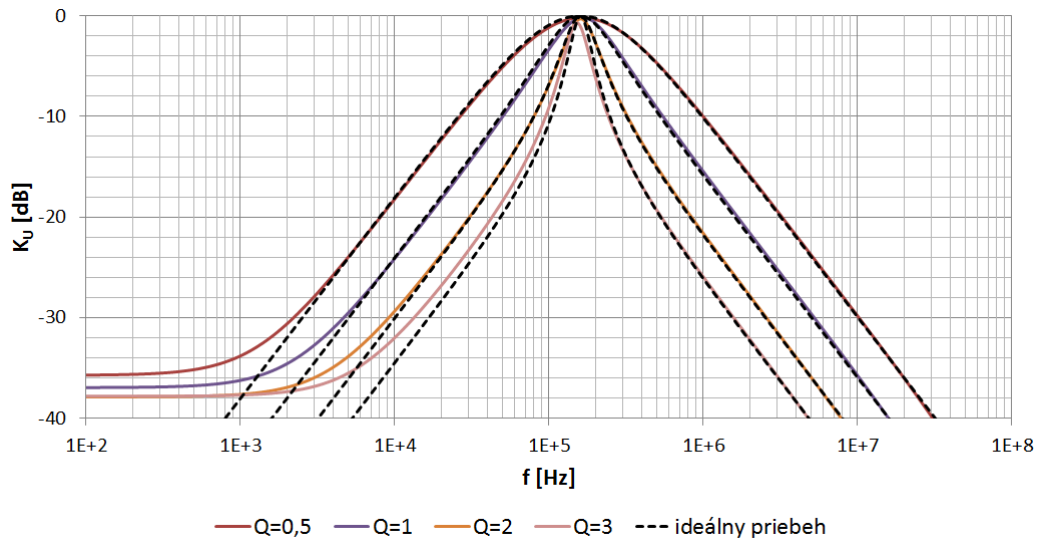
Obr. 3.2: Výsledky simulácií prenosových funkcií.



Obr. 3.3: Výsledok simulácie prenosovej funkcie FČ.

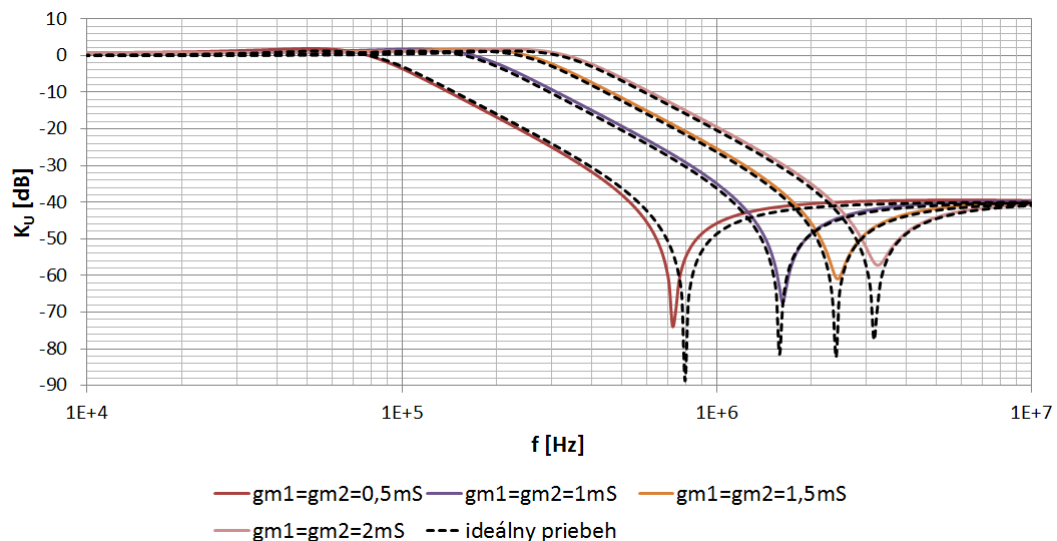
Pri simuláciách ladenia činiteľa kvality Q a medznej frekvencie f_m boli použité hodnoty kondenzátorov: $C_1 = 1$ nF, $C_2 = 1$ nF. Na obr. 3.4 je zobrazený výsledok simulácie ladenia činiteľa kvality na prenosovej funkcii iPP. Ladenie prebiehalo

na medznej frekvencii $f_m=158,489$ kHz. Z grafu je vidieť, že pri reálnom priebehu s hodnotou $Q = 3$ je medzná frekvencia mierne posunutá na nižšiu, ostatné priebehy sa zhodujú s ideálnymi.



Obr. 3.4: Ladenie činiteľa kvality Q na prenosovej funkcii iPP.

Na obr. 3.5 sú priebehy ladenia medznej frekvencie na prenosovej funkcii DPN pomocou transkonduktancií $g_{m1} = g_{m2}$. Z grafu vidíme, že medzi reálnym a ideálnym priebehom je pri nastavení $g_{m1} = g_{m2} = 0,5$ mS najväčší rozdiel vo frekvencii nuly v nepriepustnom pásme. Ostatné priebehy sa zhodujú s ideálnymi.



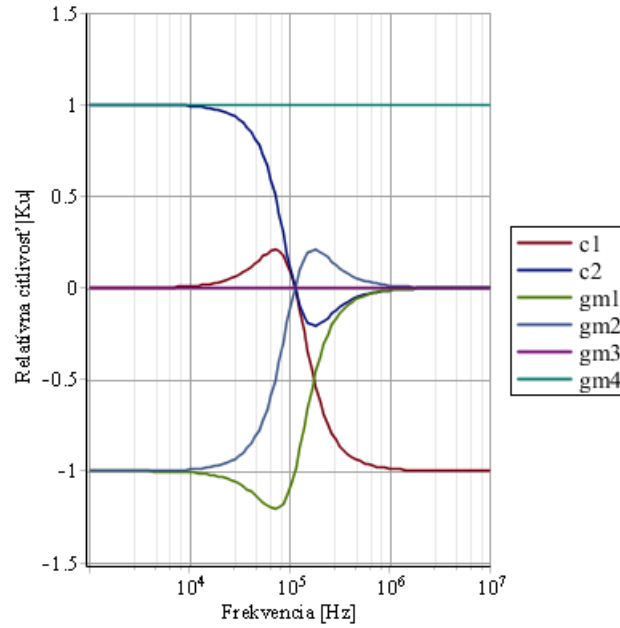
Obr. 3.5: Preladovanie medznej frekvencie prenosovej funkcie DPN.

3.1.1 Citlivostná analýza

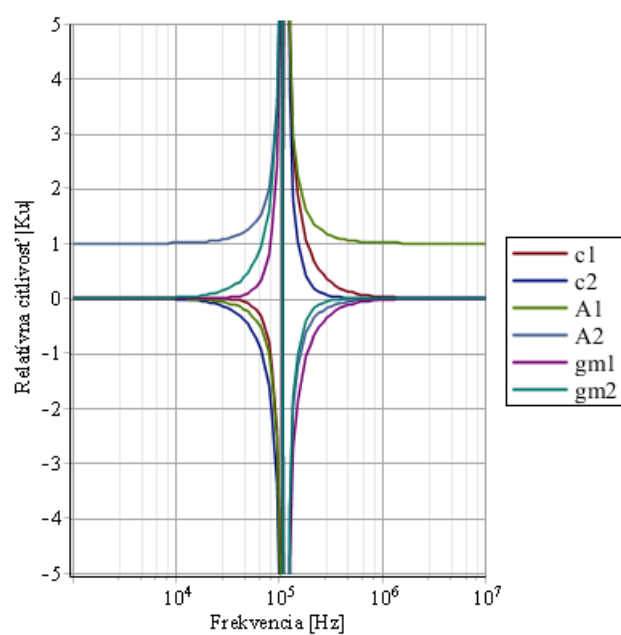
V tejto podkapitole sú uvedené výsledky z citlivostnej analýzy navrhnutého filtra. Filter na obr.3.1 obsahuje 8 parametrov: C_1 , C_2 , A_1 , A_2 , g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} , g_{m4} , pričom parametre A_1 a A_2 reprezentujú zosilnenie napäťových zosilňovačov. Pomocou programu SNAP bola zistená rovnica prenosu:

$$K(p) = \frac{p^2 A_1 C_1 C_2 + p C_2 (g_{m3} - g_{m4}) + A_2 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.10)$$

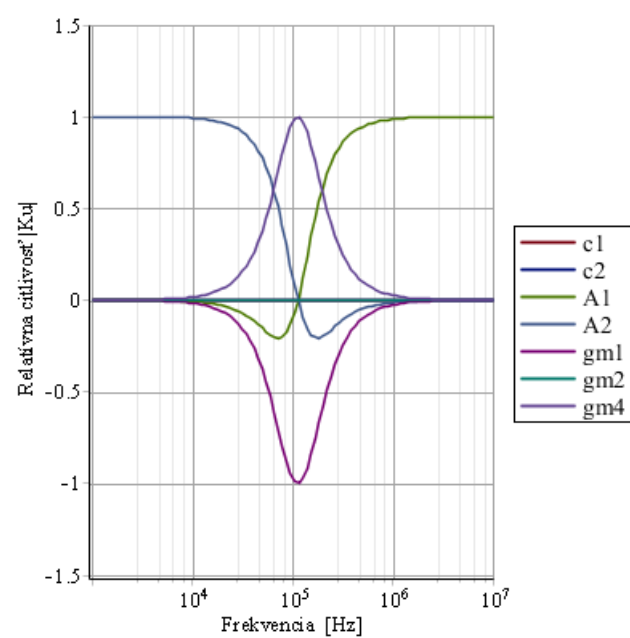
Na obrázkoch 3.6, 3.7 a 3.8 sú zobrazené výsledky citlivostnej analýzy pre funkcie PP, PZ a FČ. Z grafov citlivostných analýz vyplýva, že najväčšia citlivosť je pri medznej frekvencii $f_m = 112,2 \text{ kHz}$. Pri funkciách PP a FČ sú citlivosti relatívne malé. Pri funkcii PZ niektoré citlivosti dosahujú hodnoty až ± 24 . Tieto citlivosti nie sú na obrázku zobrazené, pretože by neboli vidieť zmeny ostatných citlivostí. Matematické vyjadrenie jednotlivých citlivostí bolo vykonané pomocou programu Maple.



Obr. 3.6: Relatívna citlivosť pre PP.



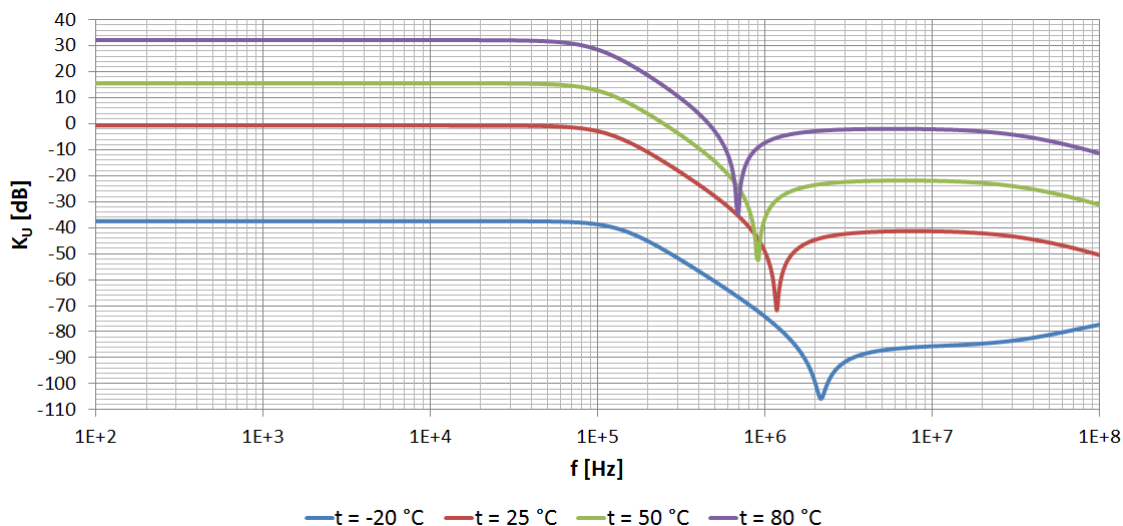
Obr. 3.7: Relatívna citlivosť pre PZ.



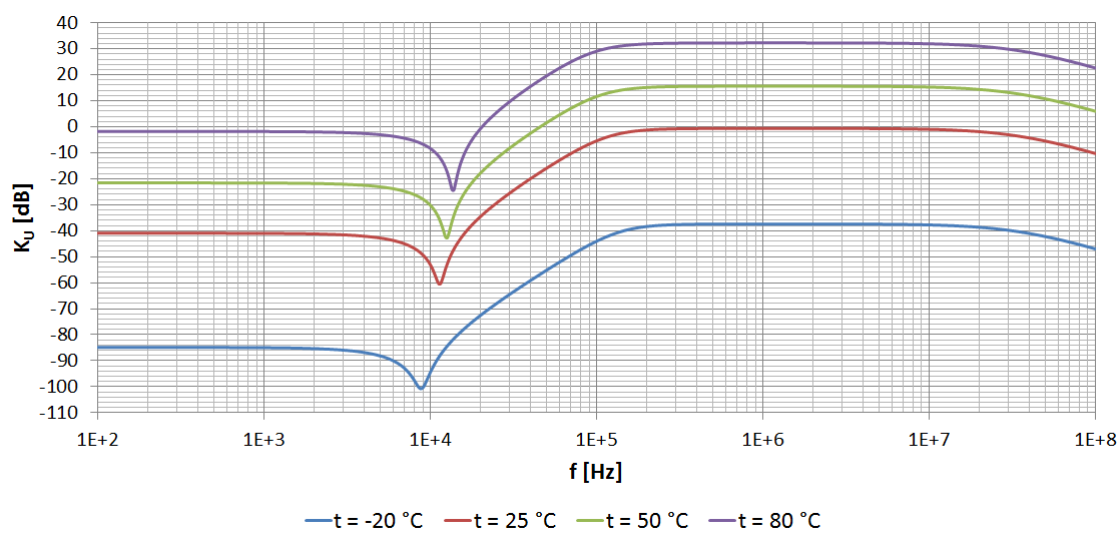
Obr. 3.8: Relatívna citlivosť pre FČ.

3.1.2 Teplotná analýza

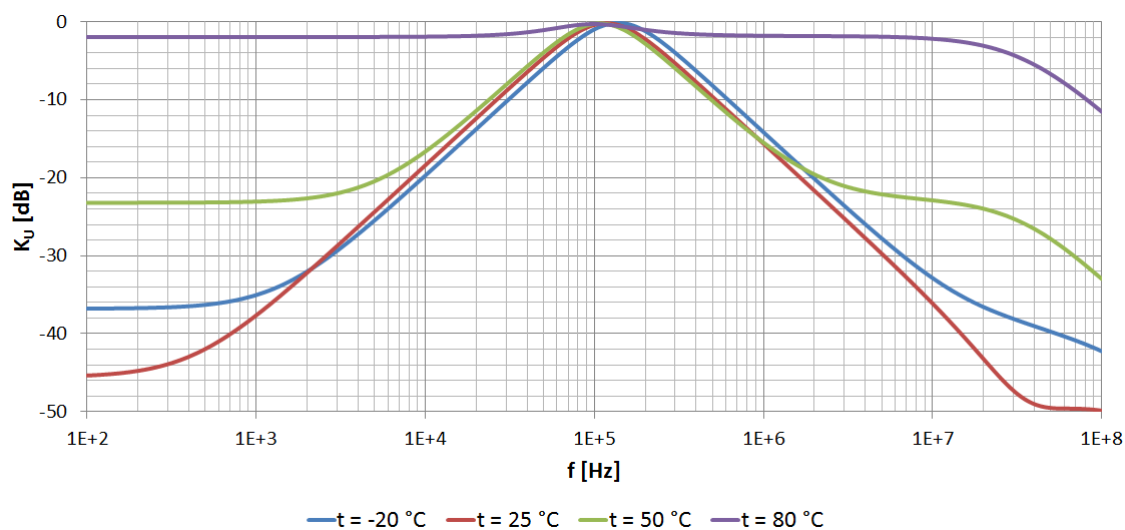
V tejto podkapitole sú uvedené výsledky teplotnej analýzy navrhnutého filtra. Analýza bola vykonaná pre štyri rôzne teploty s cieľom zistiť ako veľmi bude teplota ovplyvňovať jednotlivé funkcie filtra. Z obrázkov 3.9 a 3.10 je vidieť, že pri funkciách DPN a HPN sa so zvyšujúcou teplotou zvyšuje zosilnenie v priepustnom pásme a naopak pri nízkej teplote je nízke aj zosilnenie. Taktiež sa mení aj poloha nuly v prenose, ale medzná frekvencia zostáva rovnaká. Z obrázkov 3.11 a 3.12 je zrejmé, že pri funkciách PP a PZ má teplota vplyv okrem útlmu aj na medznú frekvenciu, ktorá sa pri väčších teplotách znižuje a pri nízkej teplote zvyšuje. Najväčší vplyv má zmena teploty na funkciu FČ, ako je vidieť na obrázku 3.13. Pri vyšších teplotách sa obvod začne správať ako PZ a naopak pri nízkej teplote sa správa ako PP.



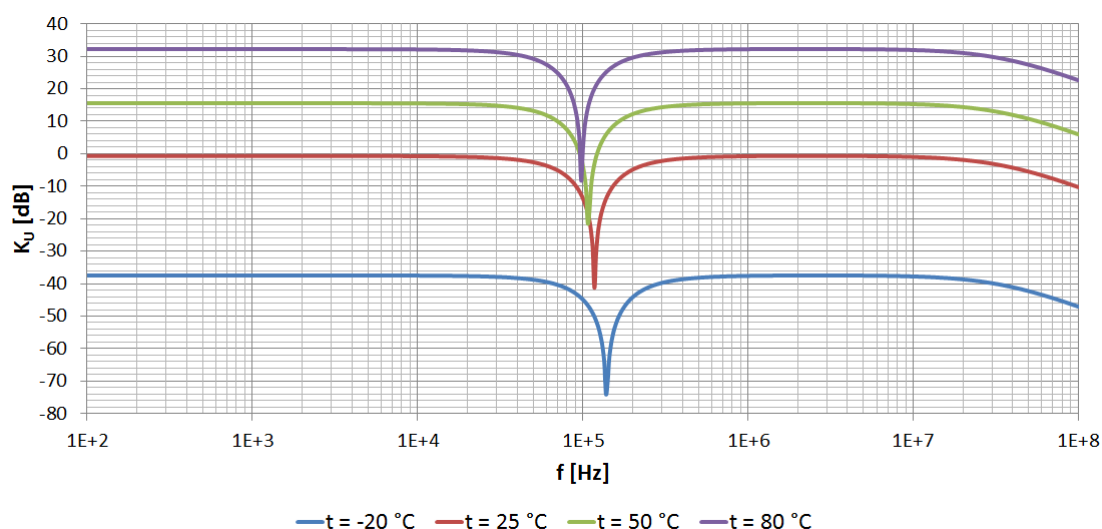
Obr. 3.9: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DPN.



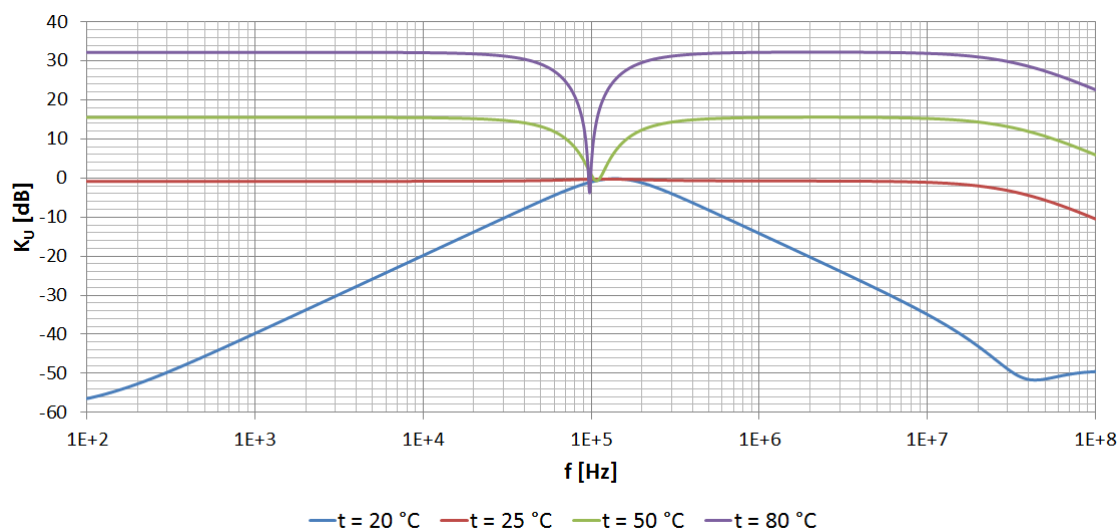
Obr. 3.10: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HPN.



Obr. 3.11: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.



Obr. 3.12: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PZ.

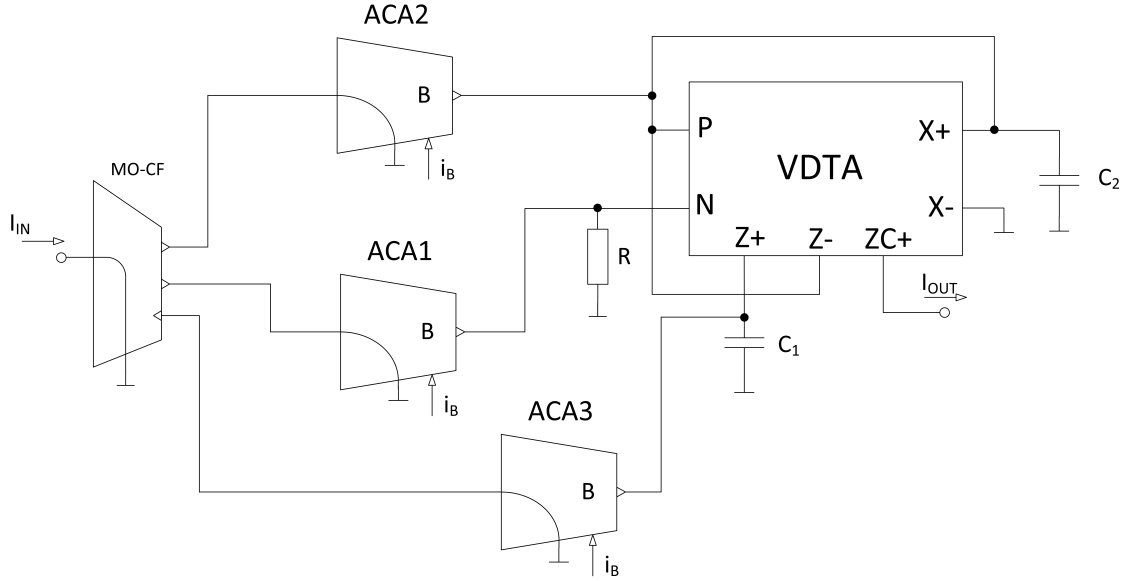


Obr. 3.13: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku FČ.

3.2 Návrh filtra č. 2

Tento rekonfigurovateľný filter je 2. rádu, pracujúci v prúdovom móde vznikol úpravou multifunkčného filtra (MISO) popísaného v [19]. Skladá sa z jedného aktívneho prvku VDTA, dvoch kondenzátorov a jedného rezistora. Privedením signálu do jednotlivých vstupov dokážeme získať tieto prenosové funkcie: DP, HP, iPP, PZ a FČ. Úprava na elektronicky rekonfigurovateľný filter bola vykonaná pridaním prvku

MO-CF a pripojením troch aktívnych prvkov ACA na každý vstup obvodu. Schéma zapojenia filtra je na obr.3.14.



Obr. 3.14: Schéma zapojenia filtra 2 s prvkami ACA, MO-CF a VDTA.

Charakteristická rovnica filtra bola zistená pomocou programu SNAP [25], [26]:

$$K(p) = \frac{p^2 B_1 R g_{m1} - p \frac{B_2 g_{m1}}{C_2} + \frac{B_3 g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{p^2 + p \frac{g_{m1}}{C_2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.11)$$

V upravenom tvare:

$$K(p) = \frac{p^2 B_1 R C_1 C_2 g_{m1} - p B_2 C_1 g_{m1} + B_3 g_{m1} g_{m2}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.12)$$

Nastavenie jednotlivých funkcií filtra sa vykonáva pomocou zosilnení B_1 až B_3 .

- DP - ak je nastavené zosilnenie $B_3 = 1$ a zároveň $B_1 = 0$, $B_2 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_3 .
- HP - ak je nastavené zosilnenie $B_1 = 1$ a zároveň $B_2 = 0$, $B_3 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_1 .
- PP - ak je nastavené zosilnenie $B_2 = 1$ a zároveň $B_1 = 0$, $B_3 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_2 .
- PZ - ak sú nastavené zosilnenia $B_1 = 1$, $B_3 = 1$ a zároveň $B_2 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou $B_1 = B_3$.
- FČ - ak sú nastavené zosilnenia $B_1 = B_2 = B_3 = 1$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou $B_1 = B_2 = B_3$.

Z koeficientov prenosovej funkcie 3.16 je vidieť, ako budú vyzerat vzťahy pre uhlovú frekvenciu ω a činiteľ kvality Q

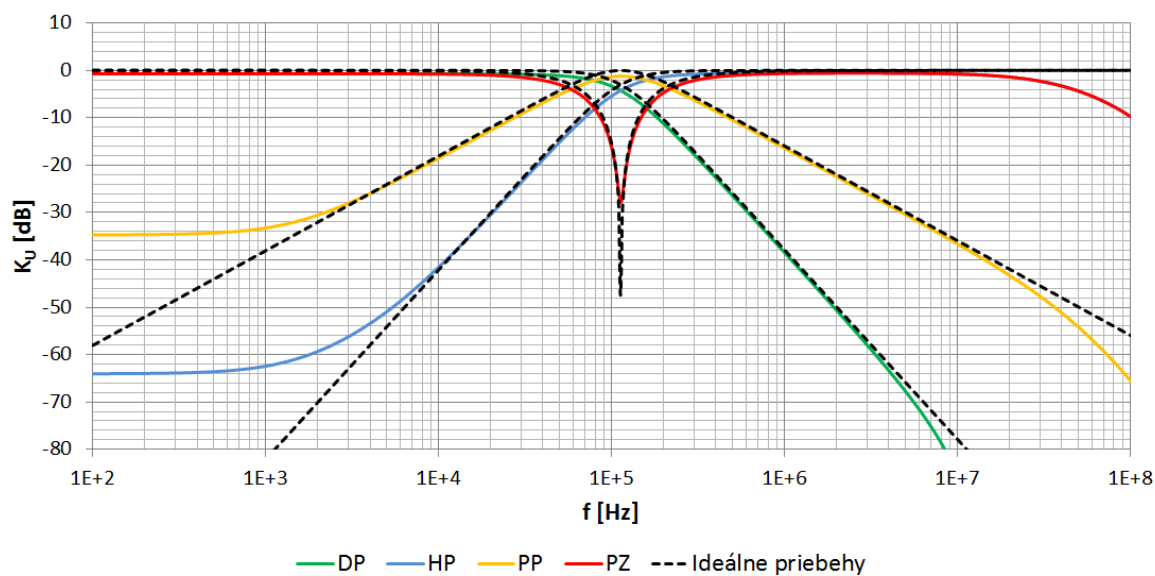
$$Q^2 = \frac{b_0 b_2}{b_1^2} = \frac{C_1 C_2 g_{m1} g_{m2}}{C_1^2 g_{m1}^2} = \frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}} \quad (3.13)$$

$$\omega_p^2 = \frac{b_0}{b_2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \quad (3.14)$$

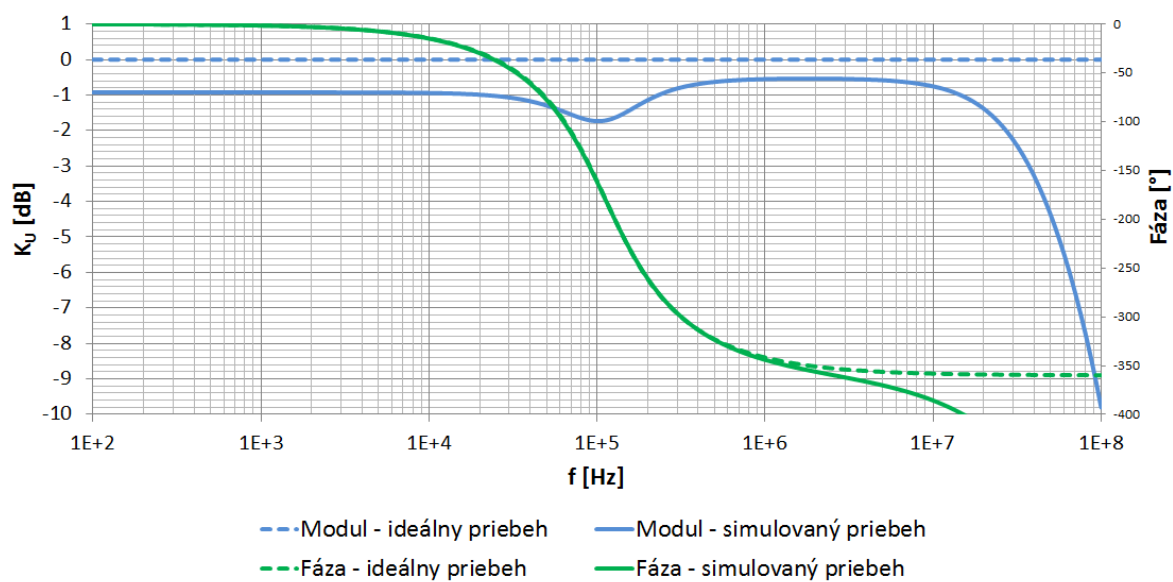
Z rovníc 3.13 a 3.14 je zrejmé, že činiteľ kvality Q a medzná frekvencia f_m sú tak isto ako pri prvom filtri na sebe závislé. Aby sme boli schopní meniť činiteľa kvality bez zmeny medznej frekvencie, musíme splniť túto podmienku:

$$g_{m1} \cdot n = \frac{g_{m2}}{n} \quad (3.15)$$

Zmenu medznej frekvencie je možné vykonávať pomocou transkonduktancií g_{m1} a g_{m2} , pričom ich hodnoty musia byť rovnaké, aby nedochádzalo ku zmene činiteľa akosti. Pre simulácie prenosových funkcií boli zvolené tieto hodnoty prvkov: $R = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 2 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$ a $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mS}$. Pri týchto hodnotách je nastavený činiteľ kvality $Q = 0,707$, čomu zodpovedá Butterworthova aproximácia a medzná frekvencia je nastavená na $f_m = 112,2 \text{ kHz}$. Nastavenie zosilnenia $B = 1$ pri simuláciách s reálnymi prvkami ACA zodpovedá nastaveniu prúdu $i_B = 45,35 \mu\text{A}$. Na obr. 3.15 sú výsledky simulácií prenosových funkcií okrem FČ. Reálne priebehy funkcií sa veľmi podobajú ideálnym. Pri reálnom priebehu PP je na medznej frekvencii útlm $-1,2 \text{ dB}$. Pri PZ je útlm na medznej frekvencii menší asi o polovicu oproti ideálnemu priebehu. Prenos funkcie reálnej PZ začína od frekvencie 10 MHz postupne klesať. Modulová charakteristika FČ spolu s fázovou charakteristikou sú na obr. 3.16. Prenos FČ má od 100 Hz do frekvencie 10 kHz útlm $-0,9 \text{ dB}$, potom klesne až na $-1,8 \text{ dB}$, zase stúpne na $-0,5 \text{ dB}$ a od frekvencie 6 MHz začne klesať. Fáza FČ je zhodná s ideálnym priebehom do frekvencie asi $2,7 \text{ MHz}$, potom začne klesať. Tieto nedokonalosti sú spôsobené vplyvom reálnych vlastností prvkov a parazit.

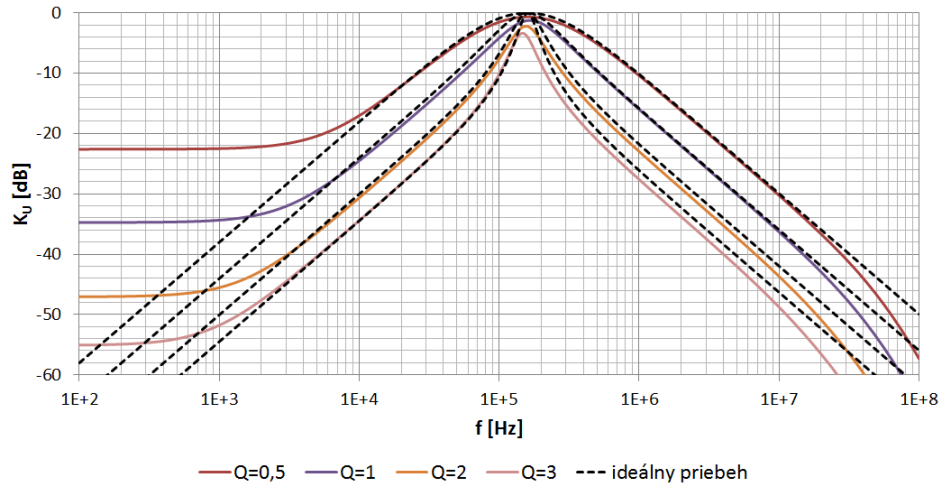


Obr. 3.15: Výsledky simulácií prenosových funkcií.



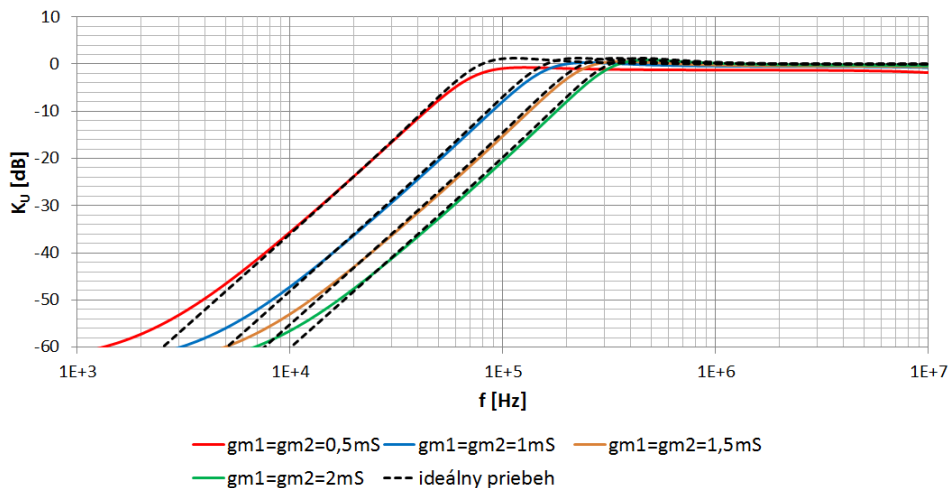
Obr. 3.16: Výsledok simulácie prenosovej funkcie FČ.

Pre simulácie ladenia činiteľa kvality Q a medznej frekvencie f_m boli zvolené nasledovné hodnoty pasívnych prvkov: $C_1 = 1 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$. Na obr. 3.17 je zobrazený výsledok zo simulácie ladenia činiteľa kvality na prenosovej funkcii iPP. Ladenie bolo vykonané na medznej frekvencii $f_m = 158,489 \text{ kHz}$. Z grafu je vidieť, že pri reálnych priebehoch sa so zvyšujúcou hodnotou činiteľa kvality zvyšuje útlm prenosu a medzná frekvencia sa posúva na nižšiu.



Obr. 3.17: Ladenie činiteľa kvality na prenosovej funkcii iPP.

Na obr. 3.18 sú priebehy ladenia medznej frekvencie na prenosovej funkcii HP pomocou transkonduktancií $g_{m1} = g_{m2}$. Z grafu vidíme, že najväčší rozdiel medzi reálnym a ideálnym priebehom je pri nastavení $g_{m1} = g_{m2} = 0,5 \text{ mS}$. Ostatné priebehy sú podobné ako ideálne.



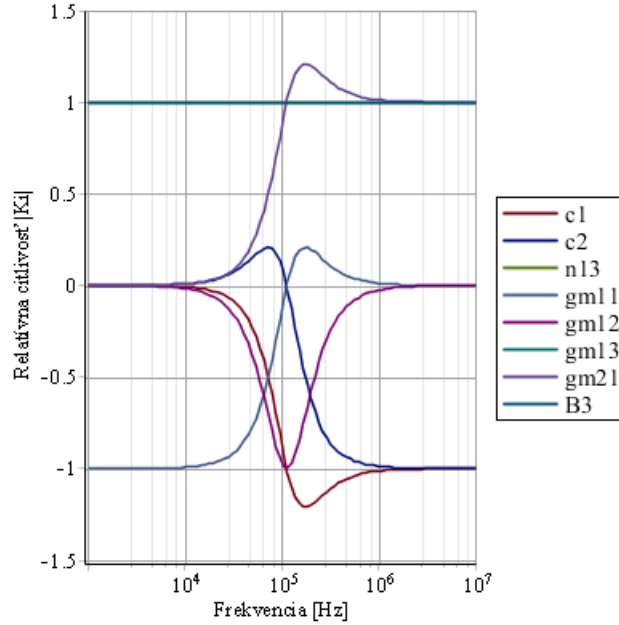
Obr. 3.18: Ladenie medznej frekvencie na prenosovej funkcii HP.

3.2.1 Citlivostná analýza

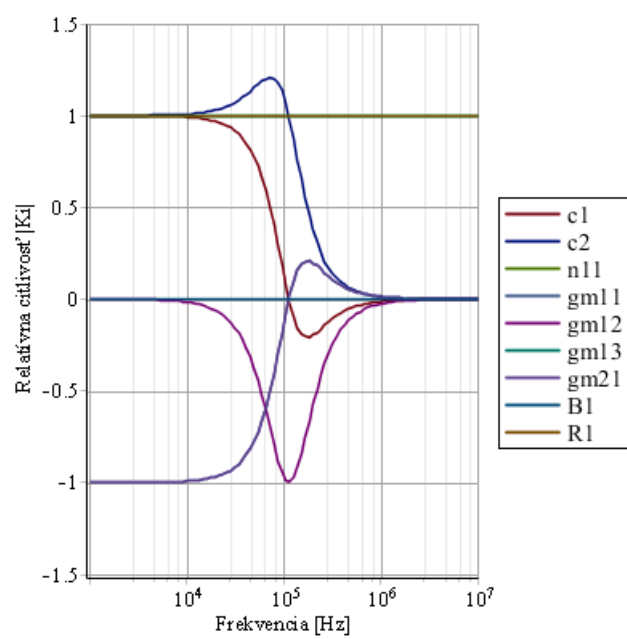
V tejto podkapitole je uvedená citlivostná analýza navrhnutého filtra. Filter na obr.3.14 obsahuje 12 parametrov: C_1 , C_2 , g_{m11} , g_{m12} , g_{m13} , g_{m21} , B_1 , B_2 , B_3 , n_{11} , n_{12} , n_{13} , pričom parametre n reprezentujú výstupy prvku MO-CF. Pomocou programu SNAP bola zistená rovnica prenosu:

$$K(p) = \frac{p^2 B_1 R C_1 C_2 g_{m13} n_{11} - p B_2 C_1 g_{m13} n_{12} + B_3 g_{m13} g_{m21} n_{13}}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 g_{m12} + g_{m11} g_{m21}} \quad (3.16)$$

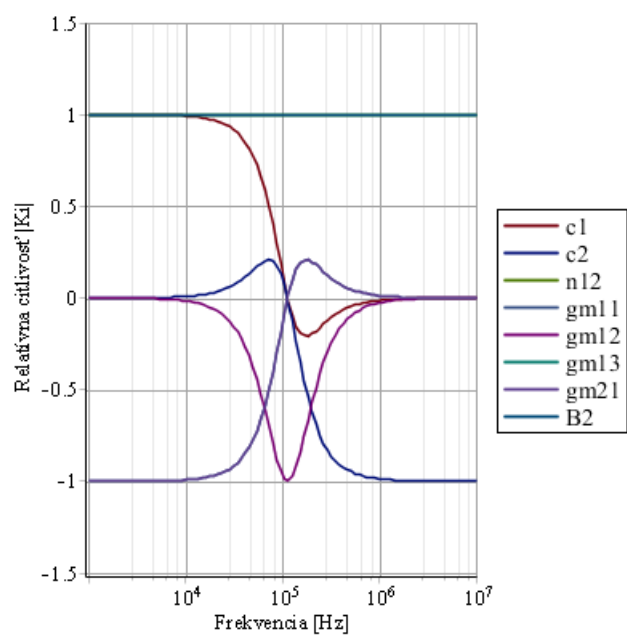
Na obrázkoch 3.19, 3.20, 3.21, 3.22 a 3.23 sú zobrazené výsledky citlivostnej analýzy pre jednotlivé funkcie: DP, HP, PP, PZ a FČ. Z grafov citlivostnej analýzy pre jednotlivé funkcie filtra vyplýva, že najväčšia citlivosť je pri medznej frekvencii $f_m = 112,2 \text{ kHz}$. Tak isto ako v prvom filtri majú citlivosti okrem funkcie PZ relatívne malú hodnotu. Vo funkcii PZ niektoré citlivosti dosahujú hodnotu až ± 24 . Tieto nie sú v grafe zobrazené, pretože by neboli vidieť zmeny ostatných citlivostí.



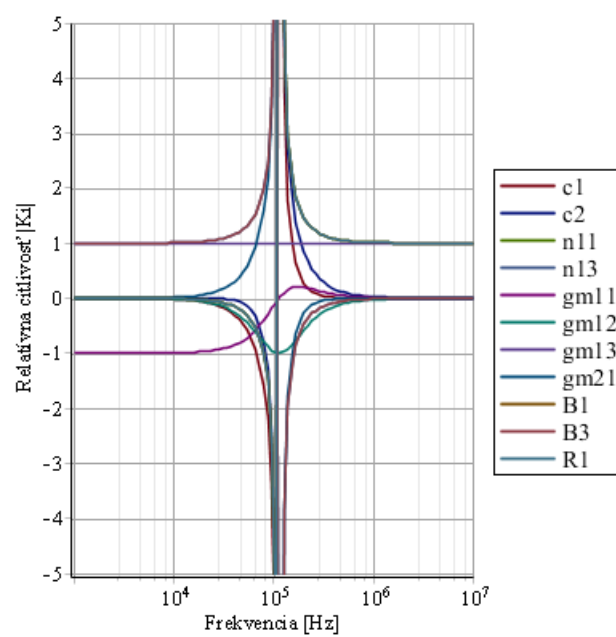
Obr. 3.19: Relatívna citlivosť pre DP.



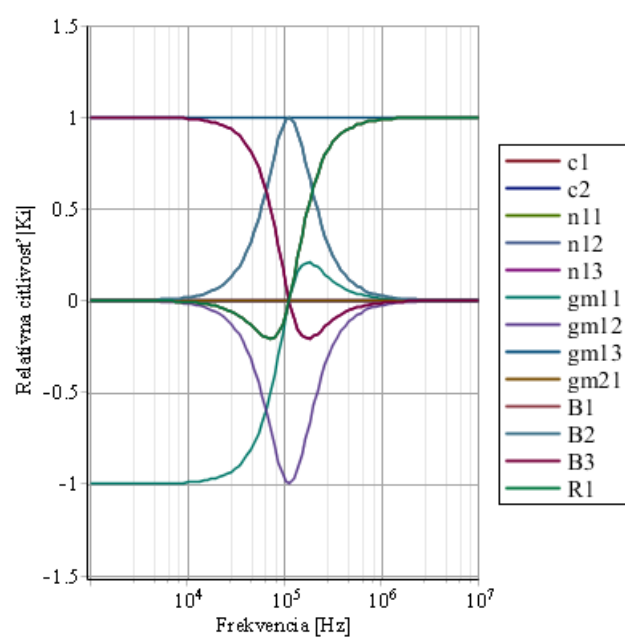
Obr. 3.20: Relatívna citlivosť pre HP.



Obr. 3.21: Relatívna citlivosť pre PP.



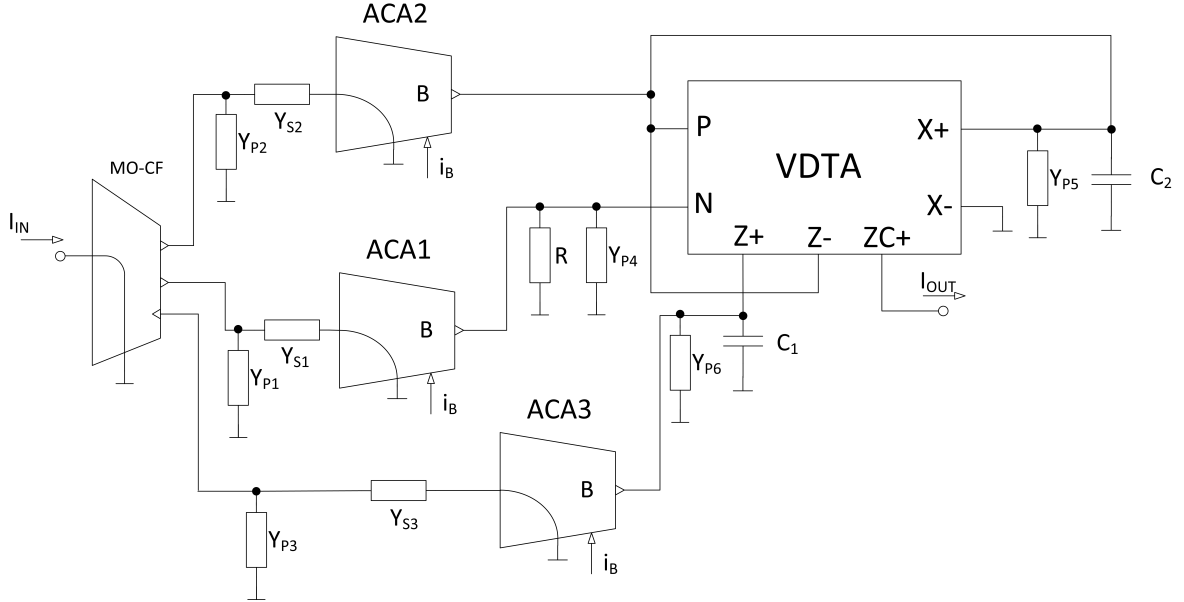
Obr. 3.22: Relatívna citlivosť pre PZ.



Obr. 3.23: Relatívna citlivosť pre FČ.

3.2.2 Parazitná analýza

Zapojenie filtra bolo doplnené o vstupné a výstupné parazitné admitancie ako sú parazitné odpory a kapacity. Následne bol sledovaný vplyv týchto prvkov na jednotlivé funkcie filtra. Schéma zapojenia filtra s parazitnými prvkami je zobrazená na obr.3.24.



Obr. 3.24: Schéma zapojenia filtra 2 s parazitnými prvkami.

Parazitné prvky Y_{S1} - Y_{S3} a Y_{P1} - Y_{P6} sa skladajú z paralelne zapojeného rezistora a kondenzátora. V simuláciách boli použité tieto hodnoty: pre MOTA $R_{IN} = 1 \text{ G}\Omega$, $C_{IN} = 1 \text{ pF}$, $R_{OUT} = 200 \text{ k}\Omega$ a $C_{OUT} = 0,6 \text{ pF}$ [27]. Pre prúdový sledovač MOC-CF a nastaviteľný prúdový zosilňovač ACA boli použité nasledujúce hodnoty: $R_{IN} = 5 \Omega$, $C_{IN} = 2 \text{ pF}$, $R_{OUT} = 100 \text{ k}\Omega$ a $C_{OUT} = 5 \text{ pF}$. Simuláciami bolo zistené, že najväčší vplyv na modulovú charakteristiku filtra mali parazitné kapacity C_{P5} a C_{P6} a parazitné odpory R_{P5} a R_{P6} , ktoré majú podobný vplyv. Na obr.3.25, 3.26, 3.27 a 3.28 sú zobrazené výsledky zo simulácií. V rovniciach (3.17) až (3.25) sú uvedené výpočty jednotlivých sériových a paralelných parazit.

$$Y_{S1} = \frac{1}{R_{S1}} + pC_{S1} = \frac{1}{R_{ACA1_IN}} + pC_{ACA1_IN} = \frac{1}{5\Omega} + p \cdot 2 \text{ pF} \quad (3.17)$$

$$Y_{S2} = \frac{1}{R_{S2}} + pC_{S2} = \frac{1}{R_{ACA2_IN}} + pC_{ACA2_IN} = \frac{1}{5\Omega} + p \cdot 2 \text{ pF} \quad (3.18)$$

$$Y_{S3} = \frac{1}{R_{S3}} + pC_{S3} = \frac{1}{R_{ACA3_IN}} + pC_{ACA3_IN} = \frac{1}{5\Omega} + p \cdot 2 \text{ pF} \quad (3.19)$$

$$Y_{P1} = \frac{1}{R_{P1}} + pC_{P1} = \frac{1}{R_{MOCF_OUT}} + pC_{MOCF_OUT} = \frac{1}{100\text{k}\Omega} + p \cdot 5 \text{ pF} \quad (3.20)$$

$$Y_{P2} = \frac{1}{R_{P2}} + pC_{P2} = \frac{1}{R_{MOCF_OUT}} + pC_{MOCF_OUT} = \frac{1}{100k\Omega} + p \cdot 5 pF \quad (3.21)$$

$$Y_{P3} = \frac{1}{R_{P3}} + pC_{P3} = \frac{1}{R_{MOCF_OUT}} + pC_{MOCF_OUT} = \frac{1}{100k\Omega} + p \cdot 5 pF \quad (3.22)$$

$$Y_{P4} = \frac{1}{R_{P4}} + pC_{P4} = \frac{1}{R_{MOTA1_IN}} + \frac{1}{R_{ACA1_OUT}} + \quad (3.23)$$

$$+ p(C_{MOTA1_IN} + C_{ACA1_OUT}) = \frac{1}{99,9k\Omega} + p \cdot 6 pF$$

$$Y_{P5} = \frac{1}{R_{P5}} + pC_{P5} = \frac{1}{R_{MOTA2_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA1_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA1_IN}} + \quad (3.24)$$

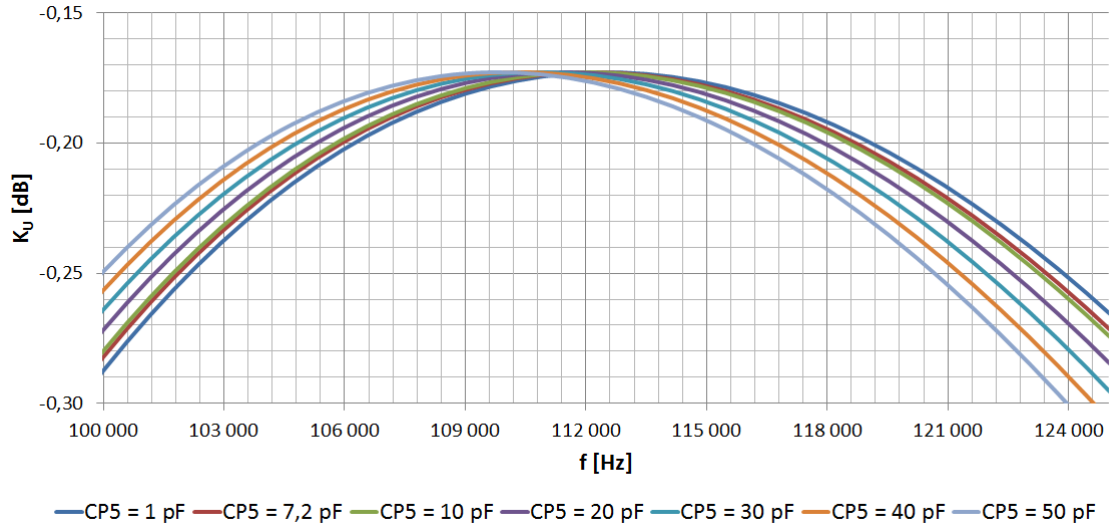
$$+ \frac{1}{R_{ACA2_OUT}} + p(C_{MOTA2_OUT} + C_{MOTA1_OUT} + C_{MOTA1_IN} + C_{ACA2_OUT}) =$$

$$= \frac{1}{49,9k\Omega} + p \cdot 7,2 pF$$

$$Y_{P6} = \frac{1}{R_{P6}} + pC_{P6} = \frac{1}{R_{ACA3_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA1_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA2_IN}} + \quad (3.25)$$

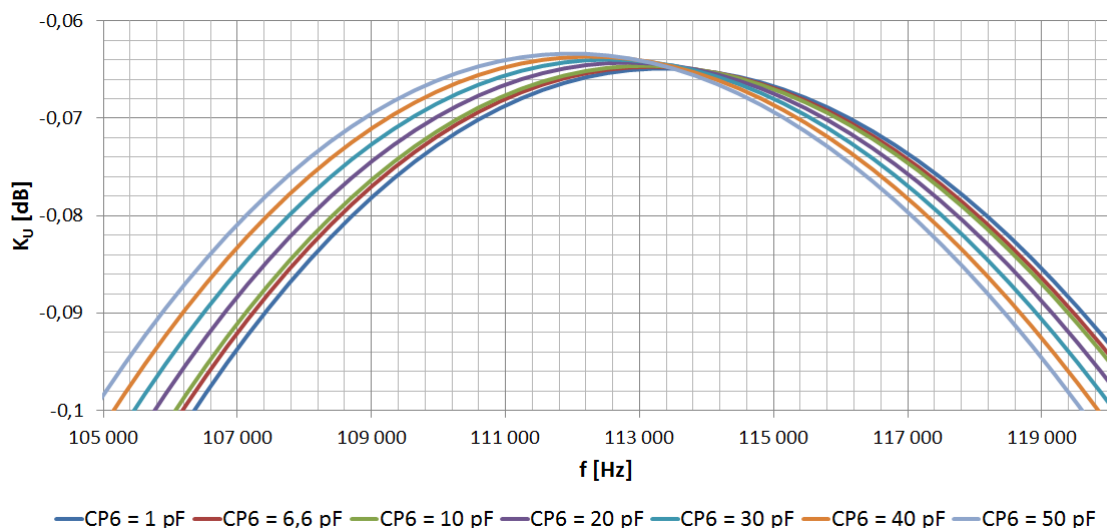
$$+ p(C_{ACA3_OUT} + C_{MOTA1_OUT} + C_{MOTA2_IN}) =$$

$$= \frac{1}{66,6k\Omega} + p \cdot 6,6 pF$$



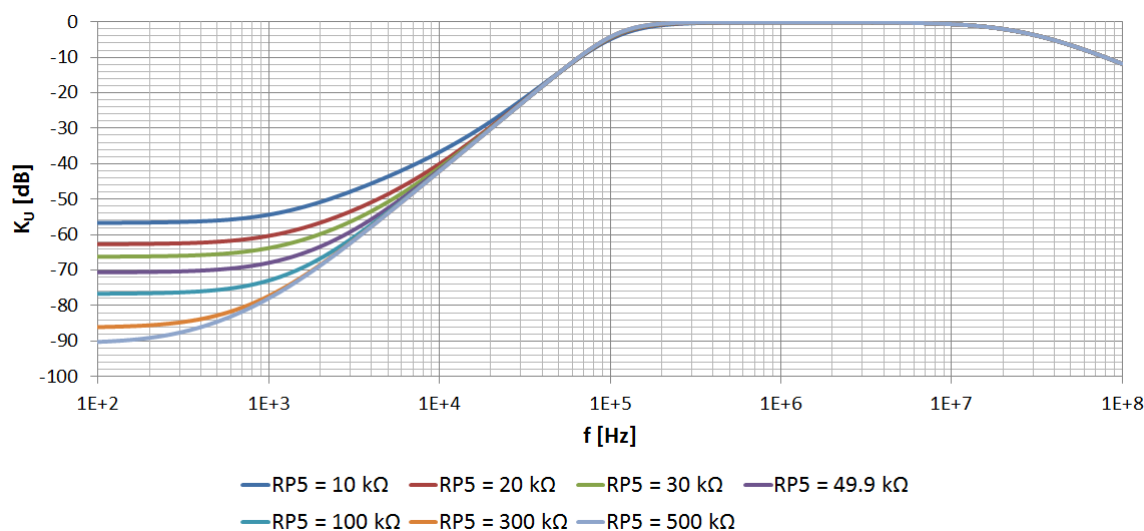
Obr. 3.25: Vplyv parazitnej kapacity C_{P5} na modulovú charakteristiku PP.

Z grafu na obr.3.25 je vidieť, že parazitná kapacita C_{P5} ovplyvňuje frekvenciu priepustného pásma. Čím väčšiu hodnotu kapacita nadobúda, tým viac sa znižuje hodnota medznej frekvencie. Základná hodnota parazitnej kapacity je $C_{P5} = 7,2 \text{ pF}$.



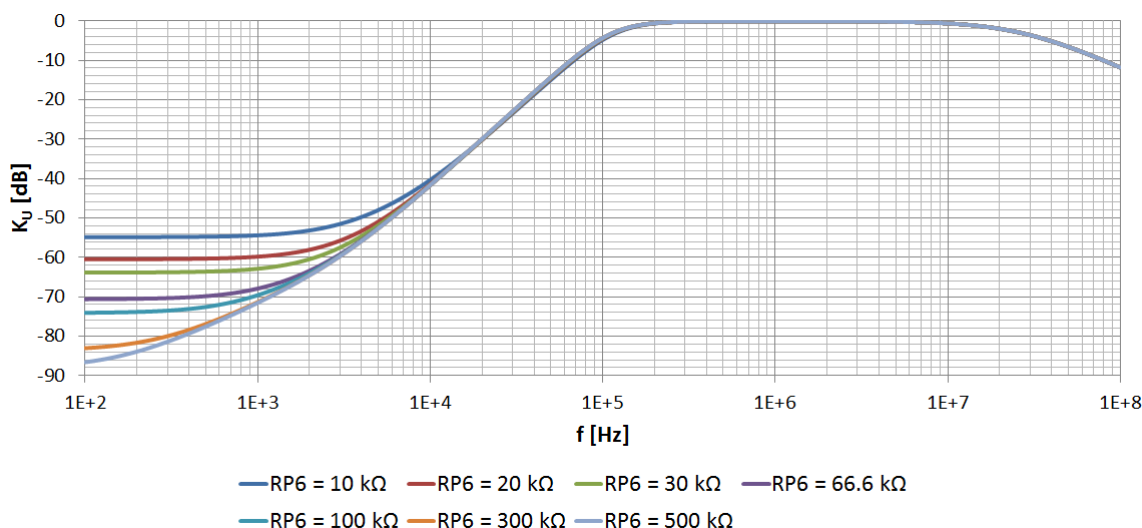
Obr. 3.26: Vplyv parazitnej kapacity C_{P6} na modulovú charakteristiku PP.

Graf na obr. 3.26 zobrazujúci vplyv parazitnej kapacity C_{P6} ukazuje, že okrem posunu medznej frekvencie sa mení aj zosilnenie v priepustnom pásme. Základná hodnota parazitnej kapacity je $C_{P6} = 6,6 \text{ pF}$.



Obr. 3.27: Vplyv parazitného rezistora R_{P5} na modulovú charakteristiku HP.

Z grafu na obr.3.27 vyplýva, že parazitný odpor R_{P5} ovplyvňuje modulovú charakteristiku v jej nepriepustnom pásme. Pri jeho základnej hodnote $R_{P5} = 49,9 \text{ k}\Omega$ je útlm -70 dB . Čím je hodnota odporu nižšia, tým viac sa znižuje útlm a naopak.

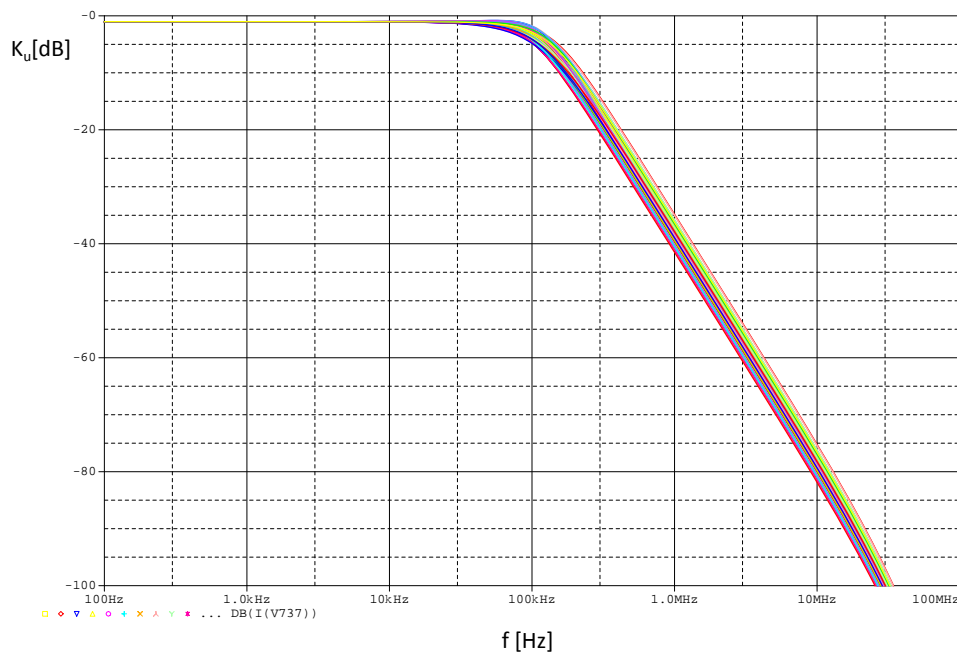


Obr. 3.28: Vplyv parazitného rezistora R_{P6} na modulovú charakteristiku HP.

Graf na obr.3.28 ukazuje vplyv parazitného odporu R_{P6} . Je vidieť, že tento odpor veľmi podobne vplýva na modulovú charakteristiku ako odpor R_{P5} . Jeho základná hodnota je $R_{P6} = 66,6 \text{ k}\Omega$ pri ktorej je útlm rovný -70 dB. So stúpajúcou hodnotou odporu sa zvyšuje aj útlm a pri nižších hodnotách sa znižuje. Aby bola zachovaná správna funkcia filtra, je potrebné, aby bol parazitný odpor čo najväčší a parazitná kapacita čo možno najmenšia.

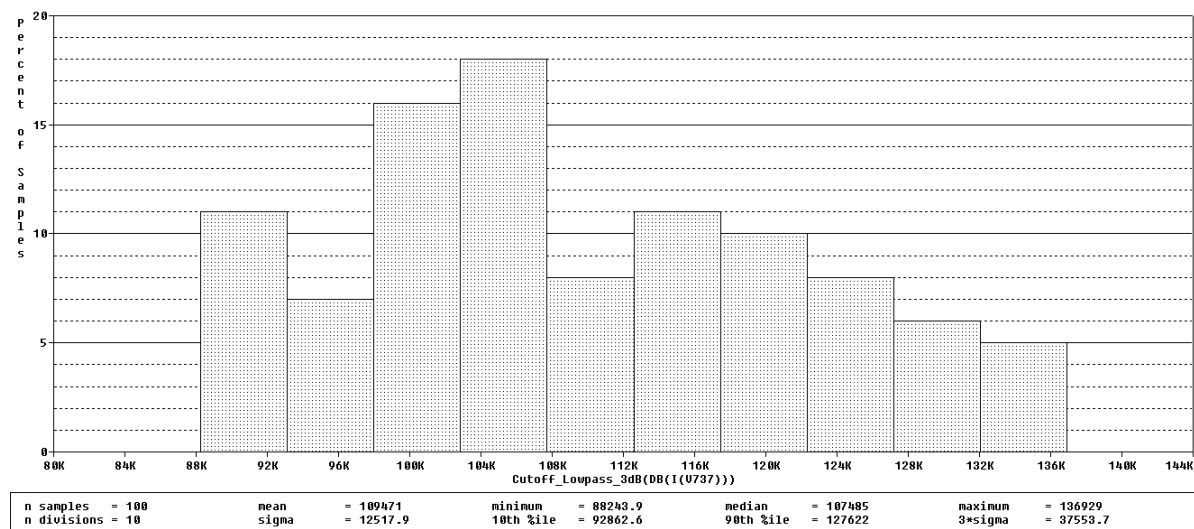
3.2.3 Analýza Monte Carlo

Jedná sa o štatistickú analýzu, pri ktorej sa sleduje vplyv tolerancie výroby pasívnych prvkov na funkciu filtra a vyjadruje ako veľmi sa bude odlišovať medzná frekvencia od nominálnej hodnoty. Simulácie boli vykonávané pre 100 behov s náhodnými hodnotami pasívnych prvkov vybraných podľa rovnomernej alebo normálnej hustoty rozloženia pravdepodobnosti zo zadaného tolerančného rozsahu. V tomto prípade bola zvolená tolerancia pasívnych prvkov: 5 % pre rezistory a 20 % pre kondenzátory. Na obr. 3.29, 3.31 a 3.33 sú zobrazené vplyvy tolerancií na modulové charakteristiky funkcií DP, HP a PP. Na obr. 3.30, 3.32 a 3.34 sú uvedené histogramy z analýzy pre tieto funkcie.



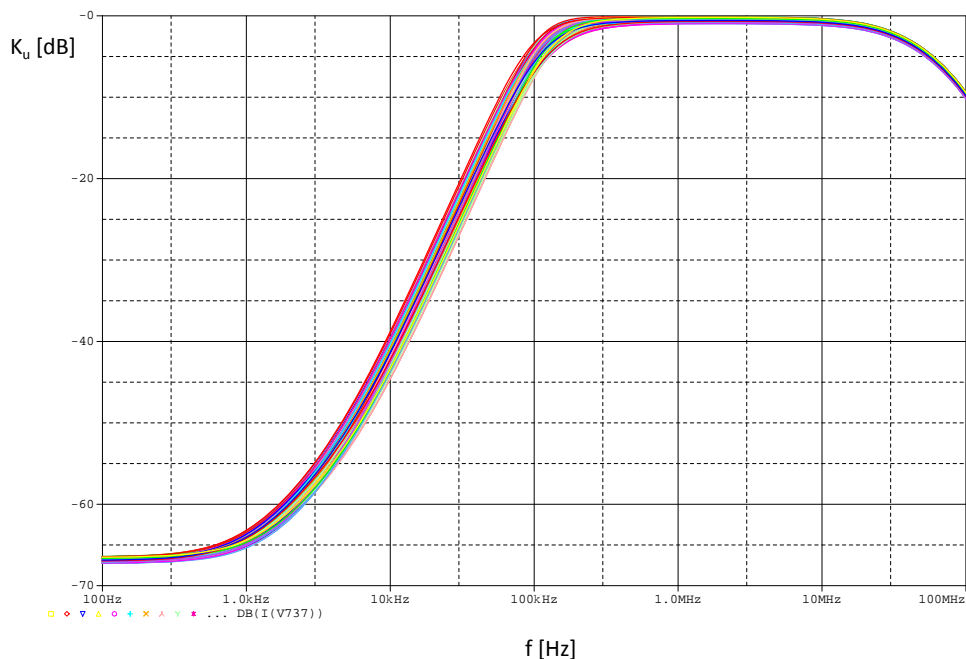
Obr. 3.29: Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku DP.

Z grafu na obr.3.29 je vidieť, že tolerancia pasívnych prvkov sa najviac prejavuje na medznej frekvencii a v nepriepustnom pásme.



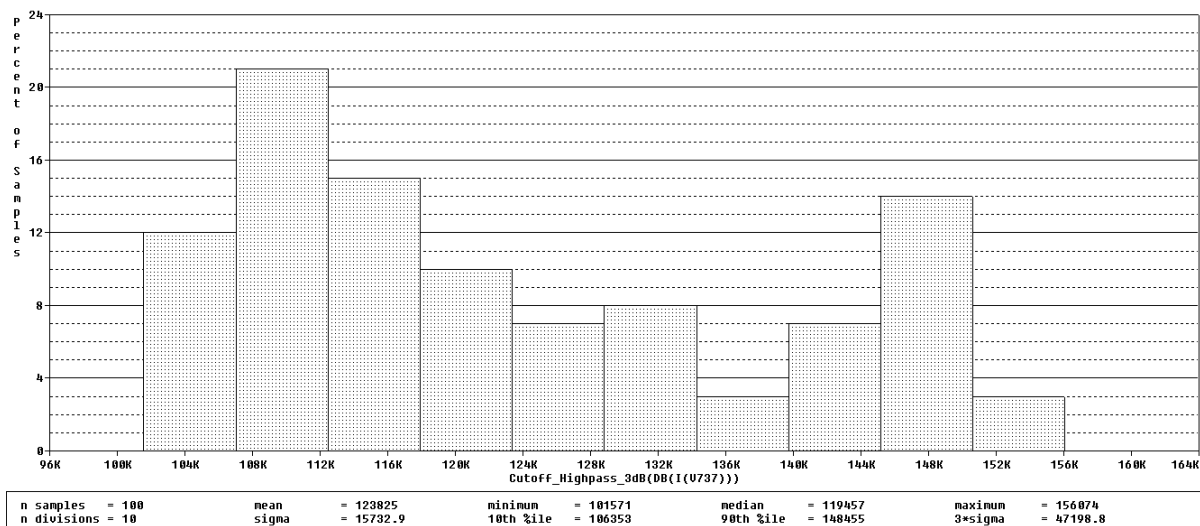
Obr. 3.30: Histogram analýzy Monte Carlo pre DP.

Z histogramu na obr.3.30 vyplýva, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii DP medznú frekvenciu $f_m = 109,5$ kHz. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre medzné frekvencie $f_{min} = 88,2$ kHz a $f_{max} = 137$ kHz. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 12,5$ kHz.



Obr. 3.31: Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku HP.

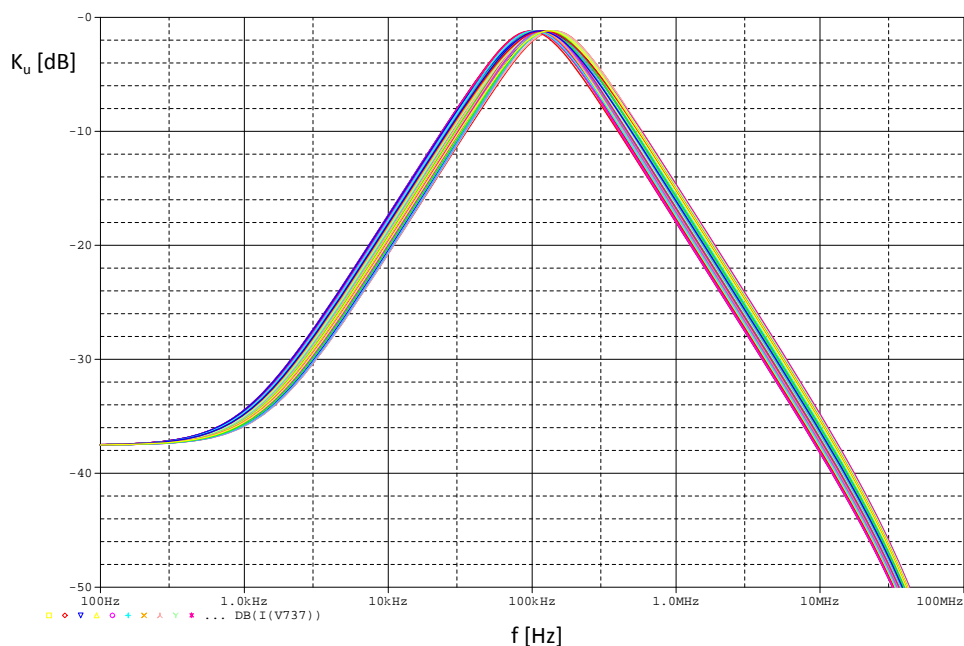
Graf na obr.3.31 zobrazuje, že tolerancia pasívnych súčiastok ovplyvňuje celú modulovú charakteristiku HP pričom najviac je ovplyvnená oblasť medznej frekvencie a nepriepustné pásmo.



Obr. 3.32: Histogram analýzy Monte Carlo pre HP.

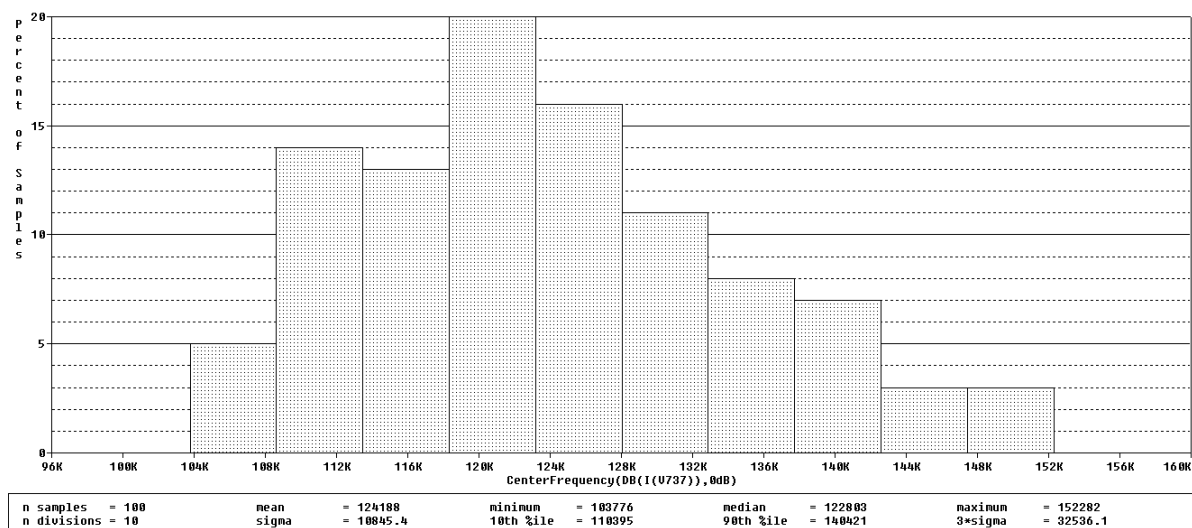
Histogram na obr.3.32 ukazuje, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii HP medznú frekvenciu $f_m = 123,8$ kHz. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre

medzné frekvencie $f_{min} = 101,5 \text{ kHz}$ a $f_{max} = 156 \text{ kHz}$. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 15,7 \text{ kHz}$.



Obr. 3.33: Vplyv tolerance pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku PP.

Z grafu na obr.3.33 je najlepšie vidieť, ako sa vplyvom tolerance pasívnych súčiastok mení medzná frekvencia filtra a taktiež je ovplyvnené priepustné ako aj nepriepustné pásmo.

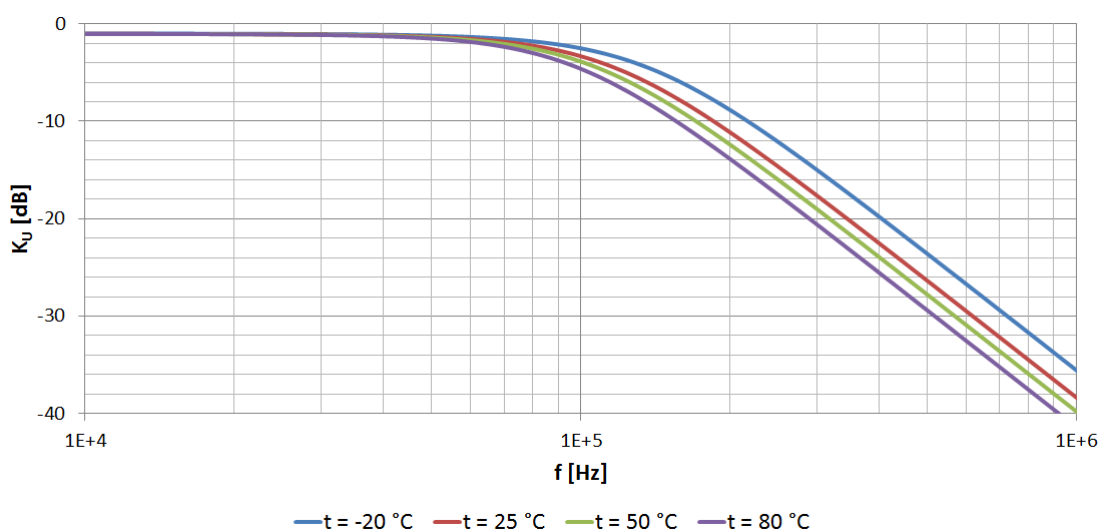


Obr. 3.34: Histogram analýzy Monte Carlo pre PP.

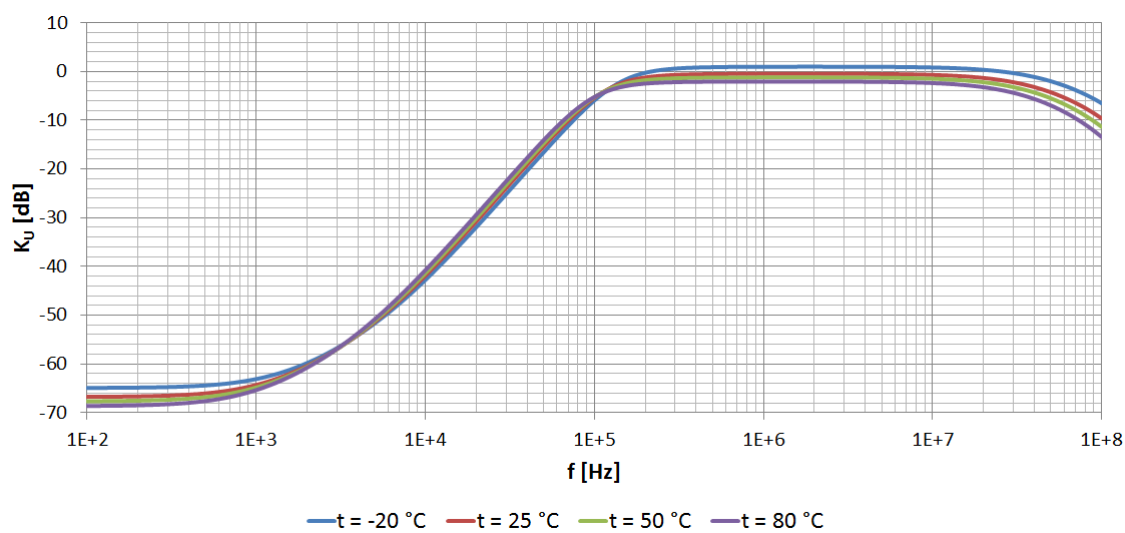
Histogram na obr.3.34 vyjadruje, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii PP medznú frekvenciu $f_m = 124 \text{ kHz}$. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre medzné frekvencie $f_{min} = 103,7 \text{ kHz}$ a $f_{max} = 152 \text{ kHz}$. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 10,8 \text{ kHz}$.

3.2.4 Teplotná analýza

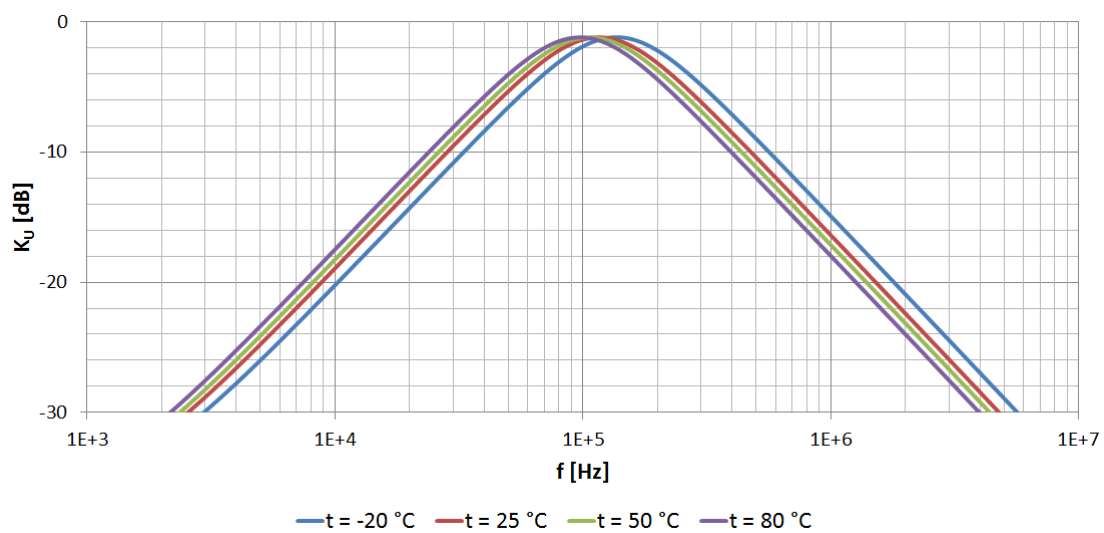
Zapojenie bolo podrobené analýze tak isto ako v podkapitole 3.1.2 štyrom rôznym hodnotám teplôt. Na obr.3.35 a 3.37, je vidieť, že pri funkciách DP a PP sa so zvyšujúcou teplotou znižuje medzná frekvencia a pri nízkej teplote je vyššia. Pri funkcii HP, ktorá je na obr.3.36, má zmena teploty vplyv na priepustné ako aj na nepriepustné pásmo. Z teplotnej analýzy funkcie PZ, ktorá je na obr.3.38, je zrejmé, že zmena teploty spôsobuje okrem zmeny medznej frekvencie aj zmenu zosilnenia vo vyšších frekvenciách než f_{m2} . Taktiež pri funkcii FČ, ktorá je na obr.3.39, má teplota vplyv na pásmo priepustnosti v blízkosti medznej frekvencie a vo vyšších frekvenciách.



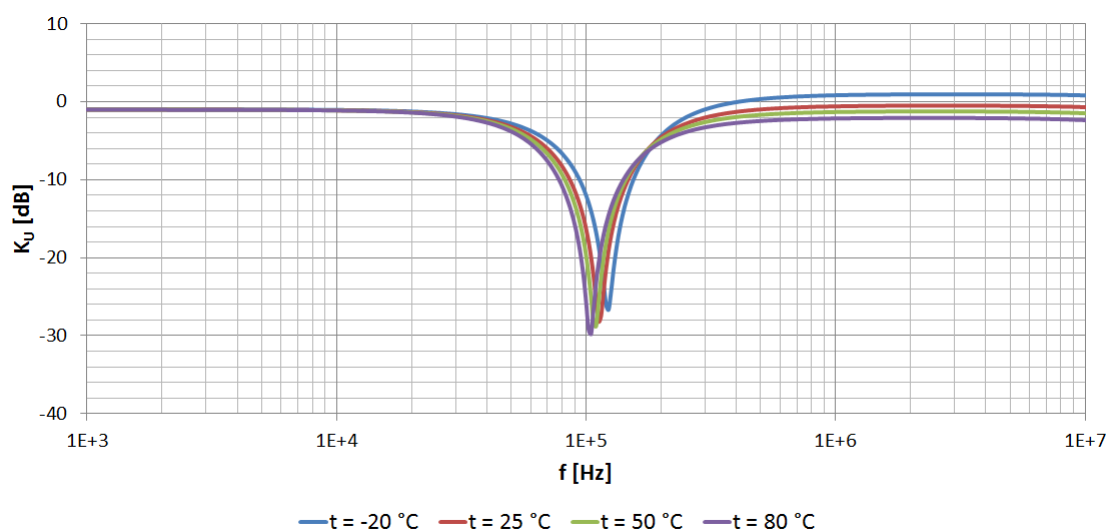
Obr. 3.35: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DP.



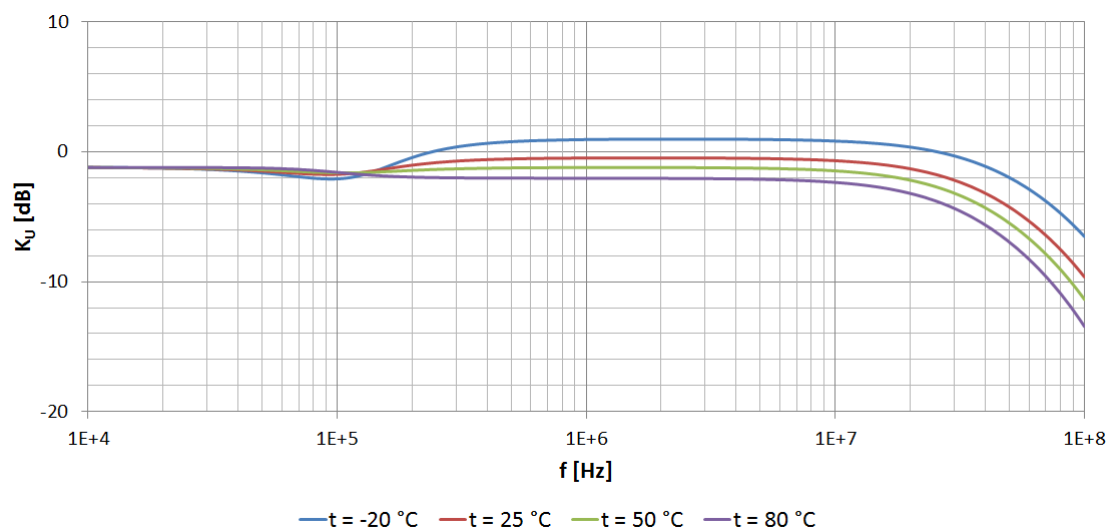
Obr. 3.36: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HP.



Obr. 3.37: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.



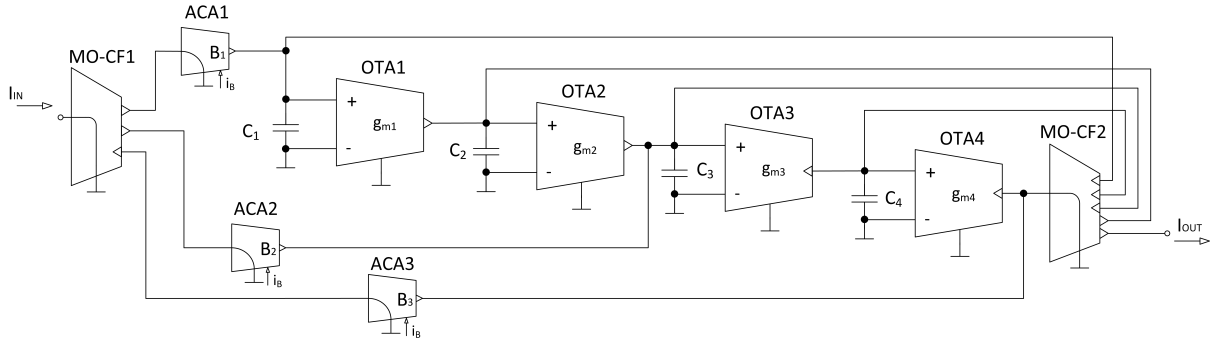
Obr. 3.38: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PZ.



Obr. 3.39: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku FČ.

3.3 Návrh filtra č. 3

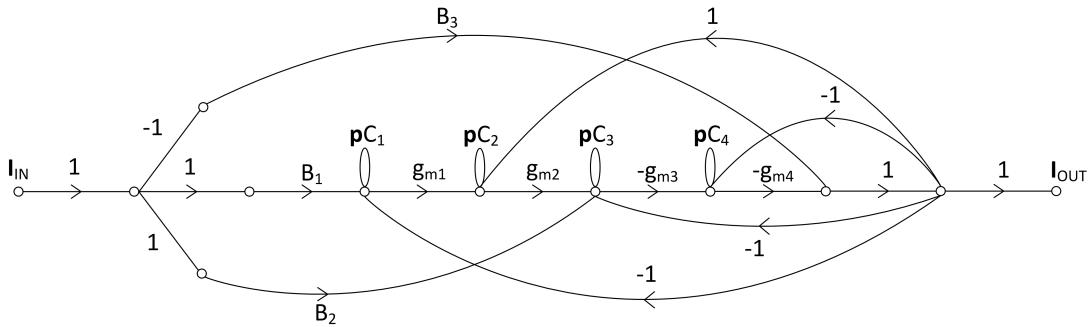
Toto zapojenie rekonfigurovateľného filtra je 4. rádu, pracuje v prúdovom móde a bolo navrhnuté pomocou metódy grafov signálových tokov popísanej v kapitole 1.6 v topológii IFLF podrobnejšie popísanej v [28]. Skladá sa zo štyroch aktívnych prvkov OTA, dvoch MO-CF, troch ACA a štyroch kondenzátorov. Schéma zapojenia je na obr. 3.40. Pomocou nastavenia zosilnení B_1 až B_3 je možné meniť prenosové funkcie filtra medzi DP, HP a PP.



Obr. 3.40: Schéma zapojenia filtra 3 s prvkami OTA, CA a MO-CF.

Determinant grafu signálových tokov filtra zobrazeného na obr. 3.41 je:

$$\Delta = p^4 C_1 C_2 C_3 C_4 + p^3 C_1 C_2 C_3 g_{m4} + p^2 C_1 C_2 g_{m3} g_{m4} + p C_1 g_{m2} g_{m3} g_{m4} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4} \quad (3.26)$$



Obr. 3.41: Zjednodušený graf signálových tokov filtra 3.

Charakteristická rovnica filtra bola zistená pomocou programu SNAP [25], [26]:

$$K(p) = \frac{p^4 B_3 - p^2 \frac{B_2 g_{m3} g_{m4}}{C_3 C_4} - \frac{B_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 C_3 C_4}}{p^4 + p^3 \frac{g_{m4}}{C_4} + p^2 \frac{g_{m3} g_{m4}}{C_3 C_4} + p \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{C_2 C_3 C_4} + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 C_3 C_4}} \quad (3.27)$$

V upravenom tvare:

$$K(p) = \frac{p^4 B_3 C_1 C_2 C_3 C_4 - p^2 B_2 C_1 C_2 g_{m3} g_{m4}}{p^4 C_1 C_2 C_3 C_4 + p^3 C_1 C_2 C_3 g_{m4} + p^2 C_1 C_2 g_{m3} g_{m4}} + \frac{-B_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}}{p C_1 g_{m2} g_{m3} g_{m4} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m4}} \quad (3.28)$$

Nastavenie jednotlivých funkcií filtra sa vykonáva pomocou zosilnení B_1 až B_3 .

- DP - ak je nastavené zosilnenie $B_1 = 1$ a zároveň $B_2 = 0$, $B_3 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_1 .
- HP - ak je nastavené zosilnenie $B_3 = 1$ a zároveň $B_1 = 0$, $B_2 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_3 .
- PP - ak je nastavené zosilnenie $B_2 = 1$ a zároveň $B_1 = 0$, $B_3 = 0$. Zosilnenie v priepustnom smere je možné riadiť pomocou B_2 .

Z charakteristickej rovnice (3.27) vyjadríme jednotlivé koeficienty:

$$b_4 = 1$$

$$b_3 = \frac{g_{m4}}{C_4} \quad (3.29)$$

$$b_2 = \frac{g_{m3}g_{m4}}{C_3C_4} \quad (3.30)$$

$$b_1 = \frac{g_{m2}g_{m3}g_{m4}}{C_2C_3C_4} \quad (3.31)$$

$$b_0 = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}g_{m4}}{C_1C_2C_3C_4} \quad (3.32)$$

Hodnoty koeficientov $b_0 - b_4$ boli zistené pomocou programu NAF [29]. Pri výpočte bola uvažovaná Butterworthova aproximácia a medzná frekvencia $f_m = 100$ kHz.

b_4	1
b_3	$1,64285 \cdot 10^6$
b_2	$1,34948 \cdot 10^{12}$
b_1	$6,49340 \cdot 10^{17}$
b_0	$1,56225 \cdot 10^{23}$

Tab. 3.2: Hodnoty koeficientov.

Z rovnice (3.29) určíme transkonduktanciu 4. OTA:

$$g_{m4} = b_3 \cdot C_4 = 1,64285 \text{ mS}$$

Čo zodpovedá nastaveniu biasovacieho prúdu: $I_{\text{Bias}} = 41,76 \mu\text{A}$.

Z rovnice (3.30) určíme transkonduktanciu 3. OTA:

$$g_{m3} = \frac{b_2 C_3 C_4}{g_{m4}} = 821,42618 \mu\text{S}$$

Čo zodpovedá nastaveniu biasovacieho prúdu: $I_{\text{Bias}} = 17,66 \mu\text{A}$.

Z rovnice (3.31) určíme transkonduťanciu 2. OTA:

$$g_{m2} = \frac{b_1 C_2 C_3 C_4}{g_{m3} g_{m4}} = 481,17794 \mu\text{S}$$

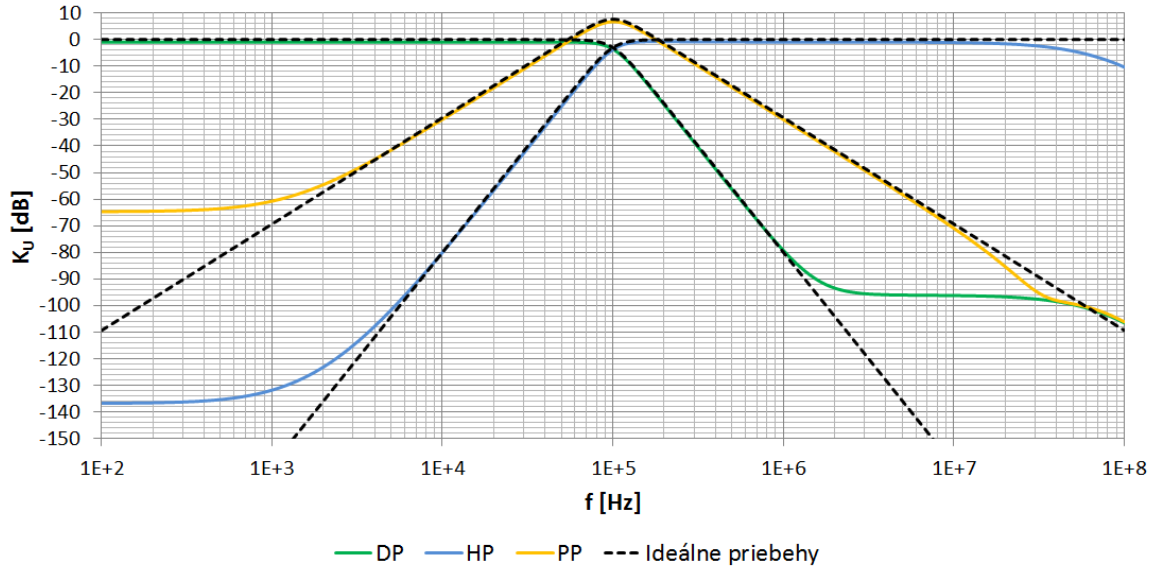
Čo zodpovedá nastaveniu biasovacieho prúdu: $I_{\text{Bias}} = 8,56 \mu\text{A}$.

Z rovnice (3.32) určíme transkonduťanciu 1. OTA:

$$g_{m1} = \frac{b_0 C_1 C_2 C_3 C_4}{g_{m2} g_{m3} g_{m4}} = 240,59044 \mu\text{S}$$

Čo zodpovedá nastaveniu biasovacieho prúdu: $I_{\text{Bias}} = 3,79 \mu\text{A}$.

Pri simuláciách boli použité tieto hodnoty pasívnych prvkov: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1 \text{ nF}$. Nastavenie zosilnenia $B = 1$ pri simuláciách s reálnymi prvkami ACA zodpovedá nastaveniu prúdu $i_B = 45,35 \mu\text{A}$. Na obr.3.42 sú výsledky zo simulácií prenosových funkcií filtra. Vidíme, že reálne priebehy sú veľmi podobné ideálnym priebehom. Pri reálnej aj ideálnej PP je na medznej frekvencii zosilnenie približne 7 dB. Tento nežiadúci jav môžeme jednoducho odstrániť nastavením zosilnenia B_2 na hodnotu 0,4, ktorej zodpovedá prúd pre ACA2: $i_B = 16,5 \mu\text{A}$. Prenos reálnej HP začína od frekvencie 11 MHz postupne klesať. Pri prenose reálnej DP sa nepriepustné pásmo ustáli na -95dB a až pri hodnote 30 MHz začne klesať. Nelinearity v priebehoch reálnych funkcií sú spôsobené parazitnými kapacitami a reálnymi vlastnosťami aktívnych prvkov.



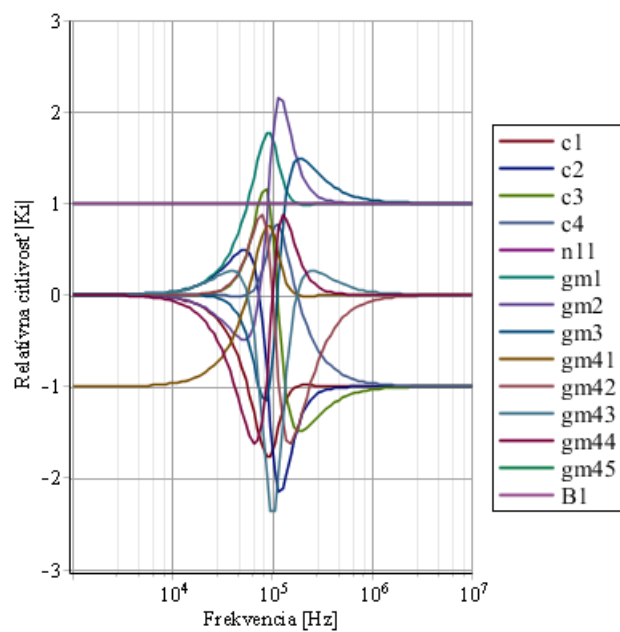
Obr. 3.42: Výsledky simulácií prenosových funkcií filtra 3.

3.3.1 Citlivostná analýza

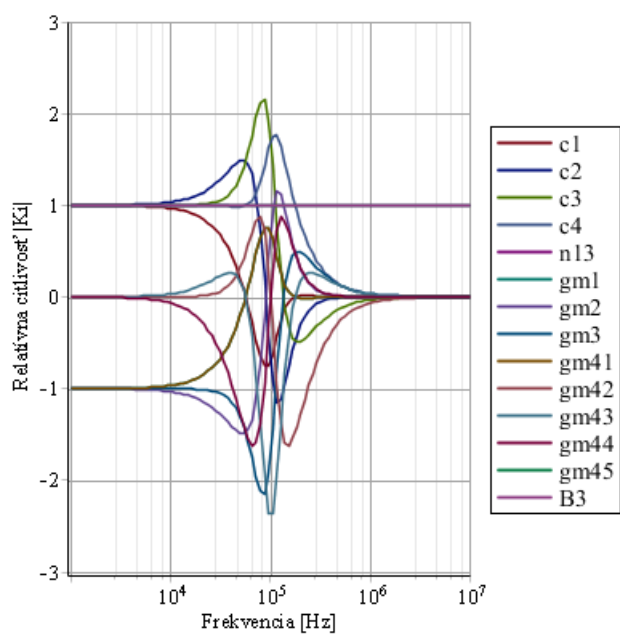
V tejto podkapitole je uvedená citlivostná analýza navrhnutého filtra. Filter na obr.3.40 obsahuje 18 parametrov: $C_1, C_2, C_3, C_4, g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, g_{m41}, g_{m42}, g_{m43}, g_{m44}, g_{m45}, B_1, B_2, B_3, n_{11}, n_{12}, n_{13}$, pričom parametre n reprezentujú výstupy prvku MO-CF. Pomocou programu SNAP bola zistená rovnica prenosu:

$$K(p) = \frac{p^4 B_3 C_1 C_2 C_3 C_4 g_{m45} n_{13} - p^2 B_2 C_1 C_2 g_{m3} g_{m45} n_{12}}{p^4 C_1 C_2 C_3 C_4 + p^3 C_1 C_2 C_3 g_{m42} + p^2 C_1 C_2 g_{m3} g_{m43}} + \frac{-B_1 g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m45} n_{11}}{p C_1 g_{m2} g_{m3} g_{m44} + g_{m1} g_{m2} g_{m3} g_{m41}} \quad (3.33)$$

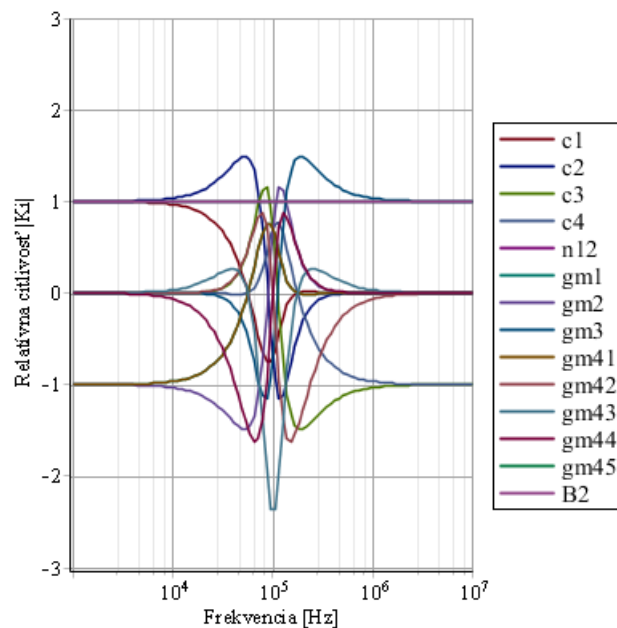
Na obr.3.43, 3.44 a 3.45 sú zobrazené výsledky citlivostnej analýzy pre jednotlivé funkcie: DP, HP a PP. Z charakteristík je vidieť, že najväčšia citlivosť je pri medznej frekvencii $f_m = 100 \text{ kHz}$.



Obr. 3.43: Relatívna citlivosť pre DP.



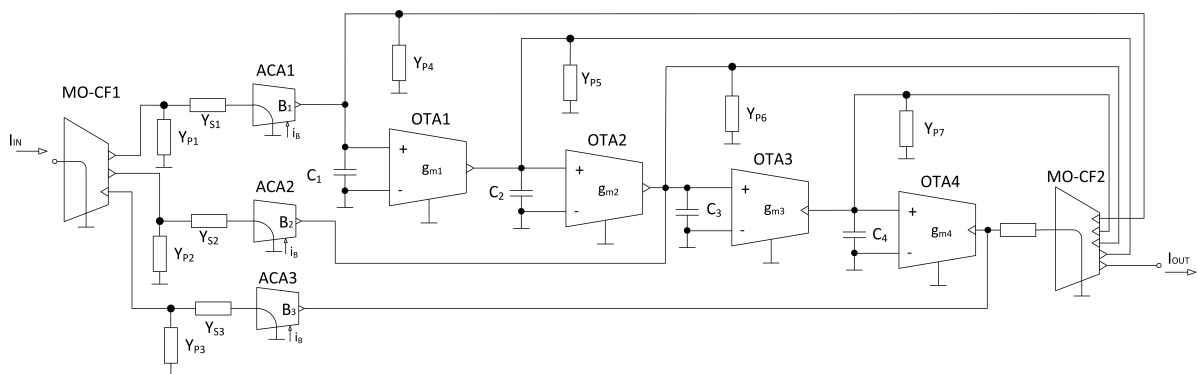
Obr. 3.44: Relatívna citlivosť pre HP.



Obr. 3.45: Relatívna citlivosť pre PP.

3.3.2 Parazitná analýza

Zapojenie filtra bolo podobne ako v podkapitole 3.2.2 doplnené o parazitné admittancie na vstupoch a výstupoch aktívnych prvkov. Simuláciami bol zisťovaný vplyv týchto kapacít a odporov na správanie filtra. Schéma zapojenia obvodu s parazitnými prvkami je uvedená na obr.3.46.



Obr. 3.46: Schéma zapojenia filtra 3 s parazitnými prvkami.

Parazitné prvky Y_{S1} - Y_{S4} a Y_{P1} - Y_{P8} sú zložené z paralelnej kombinácie rezistora a kondenzátora. V simuláciách boli použité tieto hodnoty: pre prvok MOTA $R_{IN} = 1 \text{ G}\Omega$, $C_{IN} = 1 \text{ pF}$, $R_{OUT} = 200 \text{ k}\Omega$ a $C_{OUT} = 0,6 \text{ pF}$ [27]. Pre prúdový sledovač MOC-CF a nastaviteľný prúdový zosilňovač ACA boli použité nasledujúce hodnoty: $R_{IN} = 5\Omega$, $C_{IN} = 2 \text{ pF}$, $R_{OUT} = 100 \text{ k}\Omega$ a $C_{OUT} = 5 \text{ pF}$. Simuláciami bolo zistené, že

najväčší vplyv na modulovú charakteristiku filtra mali parazitné kapacity C_{P5} - C_{P7} a parazitné odpory R_{P4} - R_{P7} , ktoré majú na modulovú charakteristiku podobný vplyv. Na obr.3.47 až 3.53 sú zobrazené výsledky zo simulácií. V rovniciach (3.34) až (3.45) sú uvedené výpočty jednotlivých sériových a paralelných parazit.

$$Y_{S1} = \frac{1}{R_{S1}} + \mathbf{p}C_{S1} = \frac{1}{R_{ACA1_IN}} + \mathbf{p}C_{ACA1_IN} = \frac{1}{5\Omega} + \mathbf{p} \cdot 2 pF \quad (3.34)$$

$$Y_{S2} = \frac{1}{R_{S2}} + \mathbf{p}C_{S2} = \frac{1}{R_{ACA2_IN}} + \mathbf{p}C_{ACA2_IN} = \frac{1}{5\Omega} + \mathbf{p} \cdot 2 pF \quad (3.35)$$

$$Y_{S3} = \frac{1}{R_{S3}} + \mathbf{p}C_{S3} = \frac{1}{R_{ACA3_IN}} + \mathbf{p}C_{ACA3_IN} = \frac{1}{5\Omega} + \mathbf{p} \cdot 2 pF \quad (3.36)$$

$$Y_{S4} = \frac{1}{R_{S4}} + \mathbf{p}C_{S4} = \frac{1}{R_{MOCF2_IN}} + \mathbf{p}C_{MOCF2_IN} = \frac{1}{5\Omega} + \mathbf{p} \cdot 2 pF \quad (3.37)$$

$$Y_{P1} = \frac{1}{R_{P1}} + \mathbf{p}C_{P1} = \frac{1}{R_{MOCF1_OUT}} + \mathbf{p}C_{MOCF1_OUT} = \frac{1}{100k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 5 pF \quad (3.38)$$

$$Y_{P2} = \frac{1}{R_{P2}} + \mathbf{p}C_{P2} = \frac{1}{R_{MOCF1_OUT}} + \mathbf{p}C_{MOCF1_OUT} = \frac{1}{100k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 5 pF \quad (3.39)$$

$$Y_{P3} = \frac{1}{R_{P3}} + \mathbf{p}C_{P3} = \frac{1}{R_{MOCF1_OUT}} + \mathbf{p}C_{MOCF1_OUT} = \frac{1}{100k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 5 pF \quad (3.40)$$

$$Y_{P4} = \frac{1}{R_{P4}} + \mathbf{p}C_{P4} = \frac{1}{R_{ACA1_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA1_IN}} + \frac{1}{R_{MOCF2_OUT}} + \mathbf{p}(C_{ACA1_OUT} + C_{MOTA1_IN} + C_{MOCF2_OUT}) = \frac{1}{49,9k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 11 pF \quad (3.41)$$

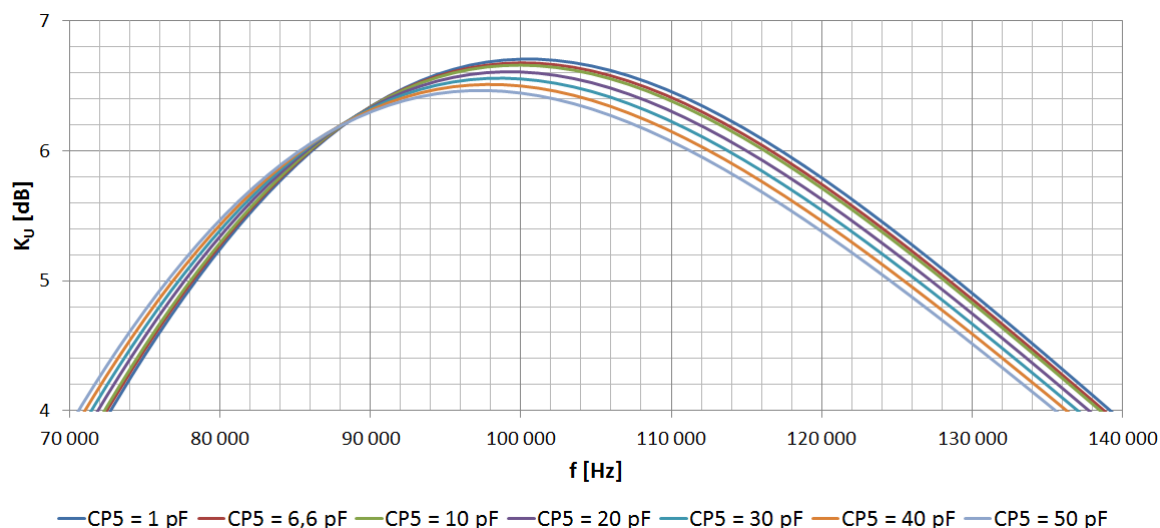
$$Y_{P5} = \frac{1}{R_{P5}} + \mathbf{p}C_{P5} = \frac{1}{R_{MOTA1_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA2_IN}} + \frac{1}{R_{MOCF2_OUT}} + \mathbf{p}(C_{MOTA1_OUT} + C_{MOTA2_IN} + C_{MOCF2_OUT}) = \frac{1}{66,6k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 6,6 pF \quad (3.42)$$

$$Y_{P6} = \frac{1}{R_{P6}} + \mathbf{p}C_{P6} = \frac{1}{R_{MOTA2_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA3_IN}} + \frac{1}{R_{ACA2_OUT}} + \frac{1}{R_{MOCF2_OUT}} + \mathbf{p}(C_{MOTA2_OUT} + C_{MOTA3_IN} + C_{ACA2_OUT} + C_{MOCF2_OUT}) =$$

$$= \frac{1}{39,9k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 11,6 pF$$

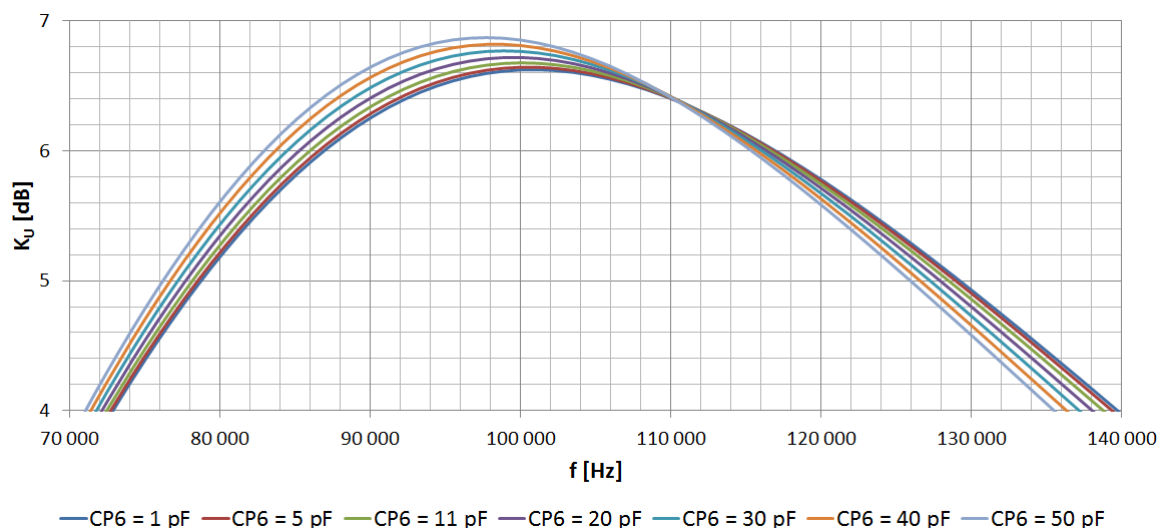
$$Y_{P7} = \frac{1}{R_{P7}} + \mathbf{p}C_{P7} = \frac{1}{R_{MOTA3_OUT}} + \frac{1}{R_{MOTA4_IN}} + \frac{1}{R_{MOCF2_OUT}} + \mathbf{p}(C_{MOTA3_OUT} + C_{MOTA4_IN} + C_{MOCF2_OUT}) = \frac{1}{66,6k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 6,6 pF \quad (3.44)$$

$$Y_{P8} = \frac{1}{R_{P8}} + \mathbf{p}C_{P8} = \frac{1}{R_{MOTA4_OUT}} + \frac{1}{R_{ACA3_OUT}} + \mathbf{p}(C_{MOTA4_OUT} + C_{ACA3_OUT}) = \frac{1}{66,6k\Omega} + \mathbf{p} \cdot 5,6 pF \quad (3.45)$$



Obr. 3.47: Vplyv parazitnej kapacity C_{P5} na modulovú charakteristiku PP

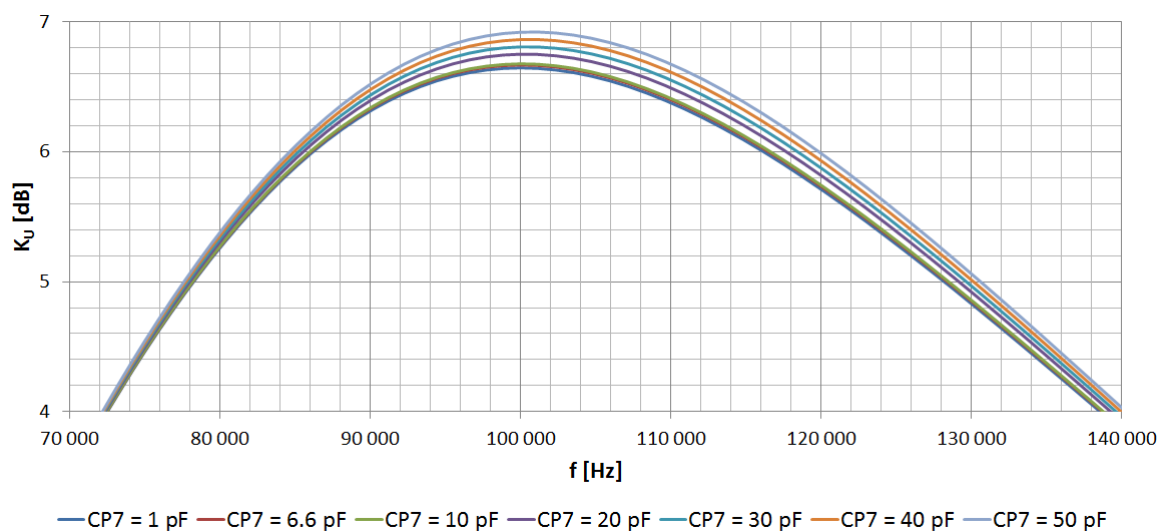
Graf na obr.3.47 znázorňuje, ako parazitná kapacita C_{P5} ovplyvňuje modulovú charakteristiku. Čím je hodnota kapacity väčšia, tým viac sa znižuje hodnota medznej frekvencie a zosilnenie v priepustnom pásme, pričom pri frekvencii 88 kHz sa tieto parametre nemenia. Základná hodnota parazitnej kapacity je $C_{P5} = 6,6 \text{ pF}$.



Obr. 3.48: Vplyv parazitnej kapacity C_{P6} na modulovú charakteristiku PP.

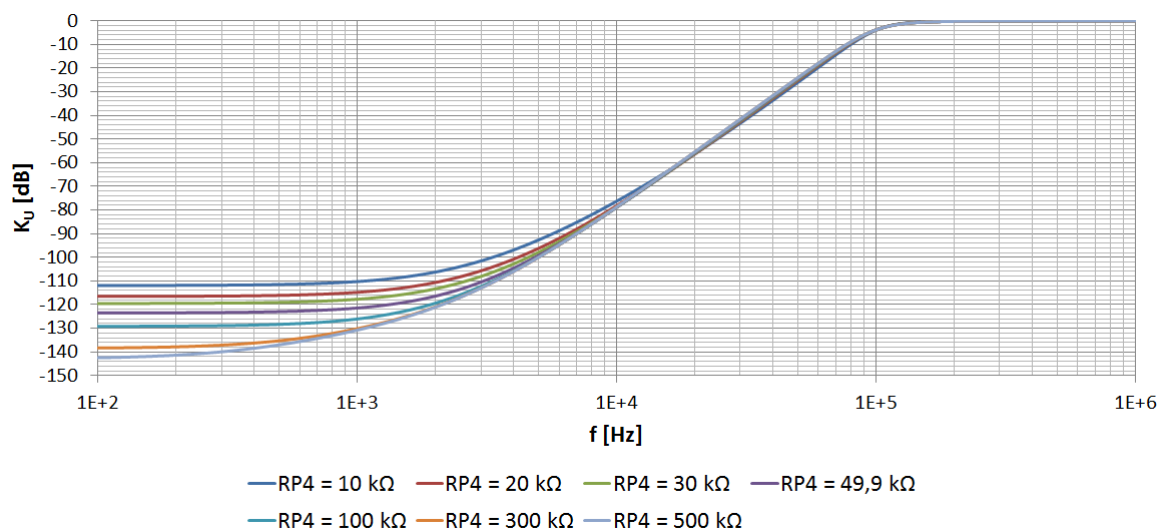
Z grafu 3.48 je vidieť, že parazitná kapacita C_{P6} má taktiež vplyv na medznú frekvenciu a zosilnenie v priepustnom pásme. Čím je hodnota kapacity väčšia, tým viac sa zväčšuje zosilnenie a znižuje medzná frekvencia, pričom na frekvencii 110

kHz sa tento vplyv neuplatňuje. Základná hodnota parazitnej kapacity je $C_{P6} = 11 \text{ pF}$.

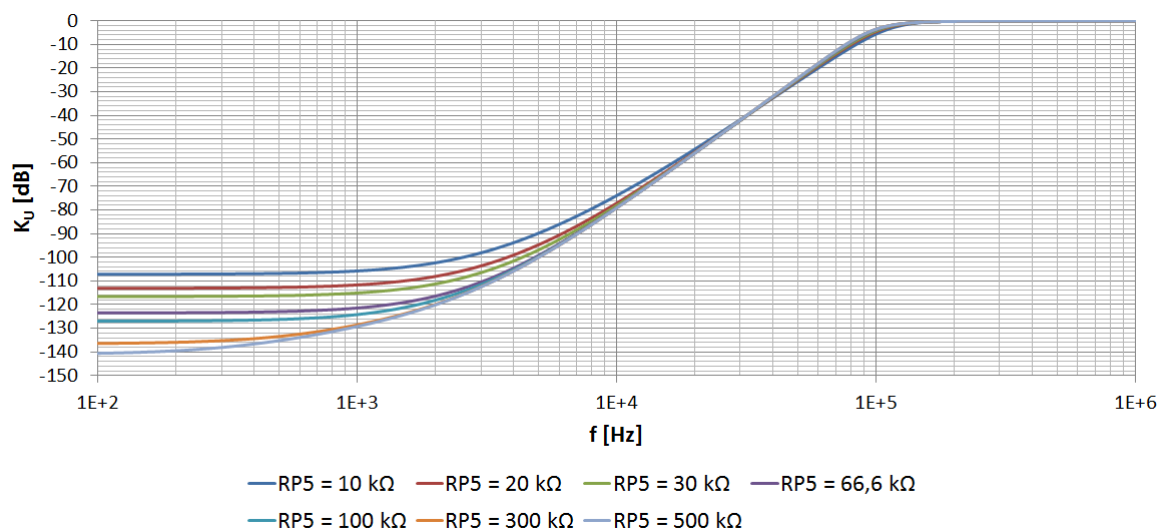


Obr. 3.49: Vplyv parazitnej kapacity C_{P7} na modulovú charakteristiku PP.

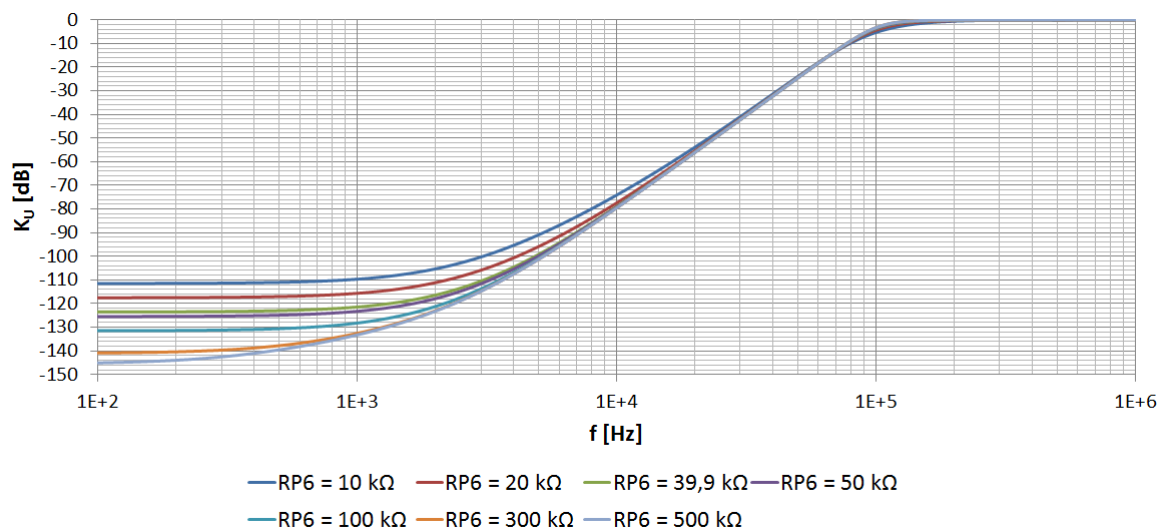
Výsledok simulácie na obr.3.49 vyjadruje, že čím je väčšia parazitná kapacita C_{P7} , tým viac sa zväčšuje zosilnenie v priepustnom pásme a mierne zvyšuje aj medzná frekvencia. Základná hodnota kapacity je $C_{P7} = 6,6 \text{ pF}$.



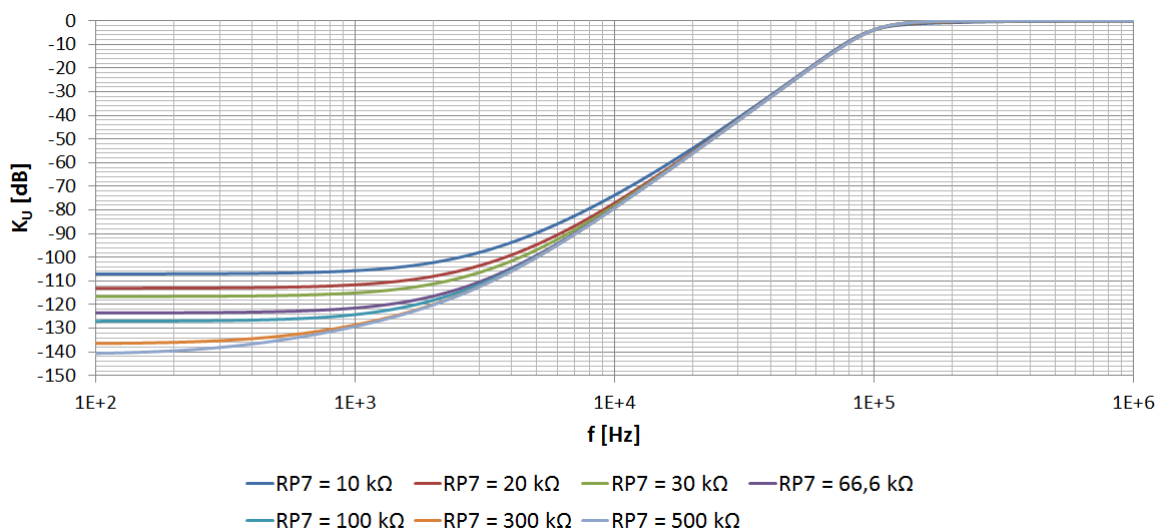
Obr. 3.50: Vplyv parazitného rezistora R_{P4} na modulovú charakteristiku HP.



Obr. 3.51: Vplyv parazitného rezistora R_{P5} na modulovú charakteristiku HP.



Obr. 3.52: Vplyv parazitného rezistora R_{P6} na modulovú charakteristiku HP.

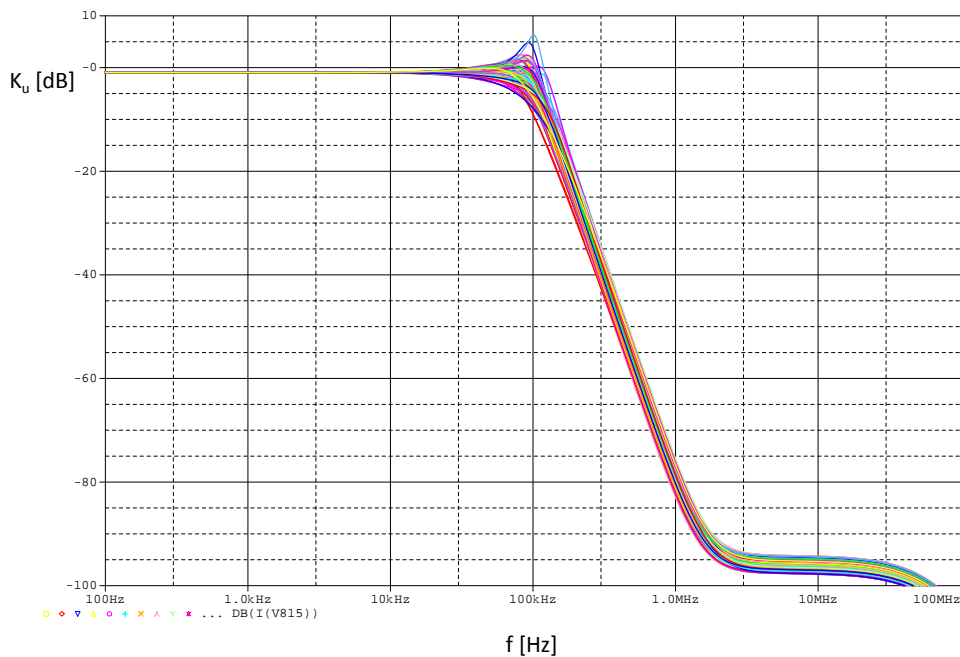


Obr. 3.53: Vplyv parazitného rezistora R_{P7} na modulovú charakteristiku HP.

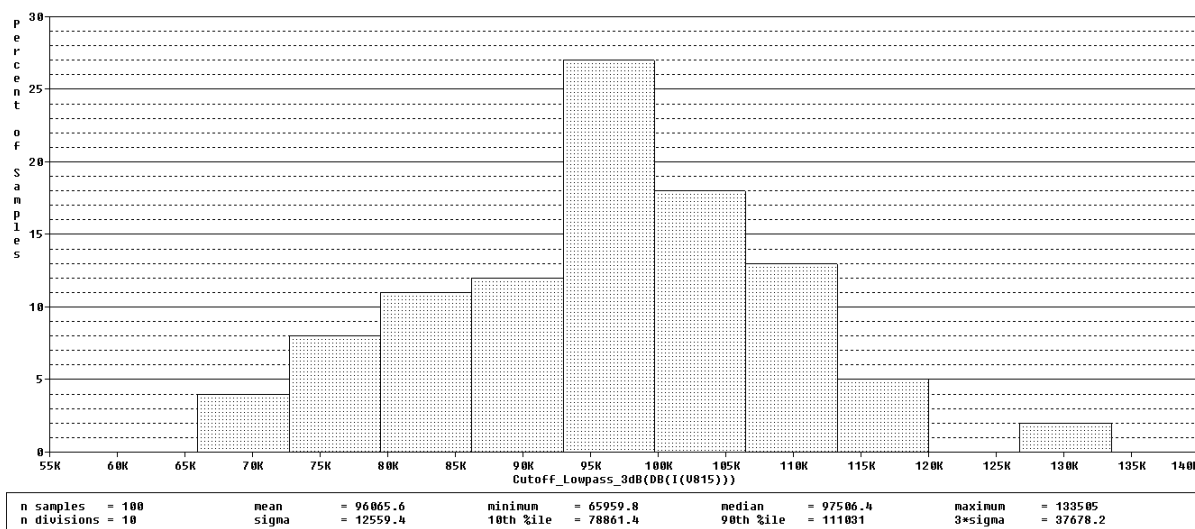
Grafy na obr.3.50 až 3.53 znázorňujú vplyv parazitných odporov R_{P4} až R_{P7} na nepriepustné pásmo modulovej charakteristiky filtra. Je vidieť, že tieto vplyvy sú veľmi podobné. Pri základných hodnotách parazitných odporov dosahuje útlm v nepriepustnom pásme hodnotu -125 dB. Z uvedených závislostí vyplýva, že čím je hodnota odporu väčšia, tým sa útlm zvyšuje a pri nízkych hodnotách sa znižuje. Preto je pre dosiahnutie správnej funkcie filtra potrebné, aby bol parazitný odpor čo najväčší a parazitná kapacita čo najmenšia.

3.3.3 Analýza Monte Carlo

Simulácie analýzy Monte Carlo pri tomto filtri boli vykonávané podobne ako v podkapitole 3.2.3. Každá prenosová funkcia bola simulovaná pre 100 behov s náhodnými hodnotami pasívnych prvkov vybraných podľa rovnomernej alebo normálnej hustoty rozloženia pravdepodobnosti zo zadaného tolerančného rozsahu. V týchto simuláciách bola zvolená tolerancia pasívnych prvkov: 5 % pre rezistory a 20 % pre kondenzátory. Na obr. 3.54, 3.56 a 3.58 sú zobrazené vplyvy tolerancií na modulové charakteristiky funkcií DP, HP a PP. Z uvedených grafov vyplýva, že tolerancia pasívnych súčiastok sa pri všetkých troch funkciách najviac prejavuje na medznej frekvencii. Nemalý vplyv je tak isto viditeľný aj v nepriepustnom pásme. Na obr. 3.55, 3.57 a 3.59 sú uvedené histogramy z analýzy pre tieto funkcie.

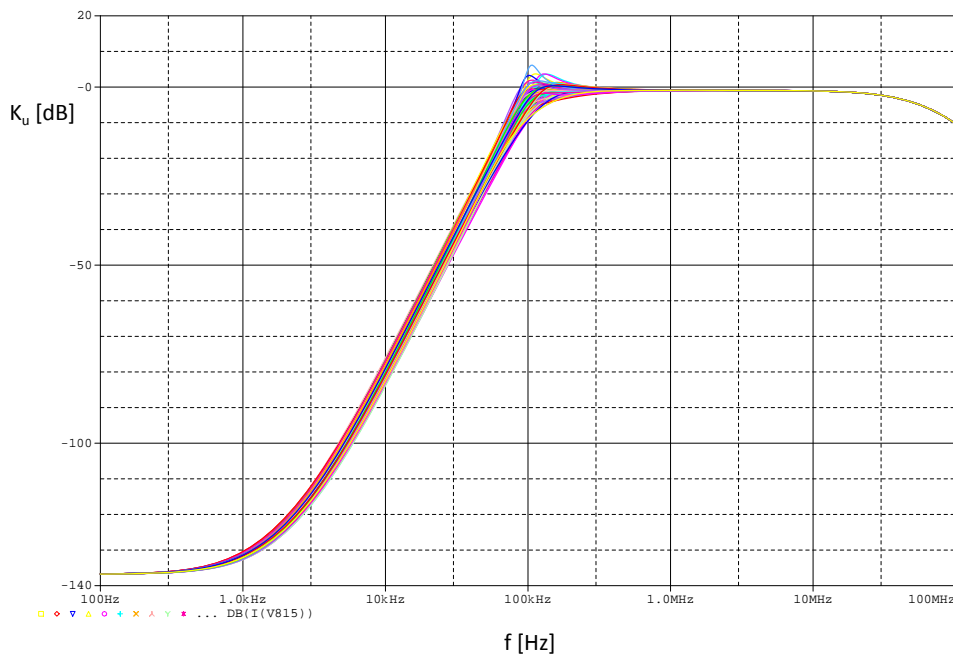


Obr. 3.54: Vplyv tolerance pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku DP.

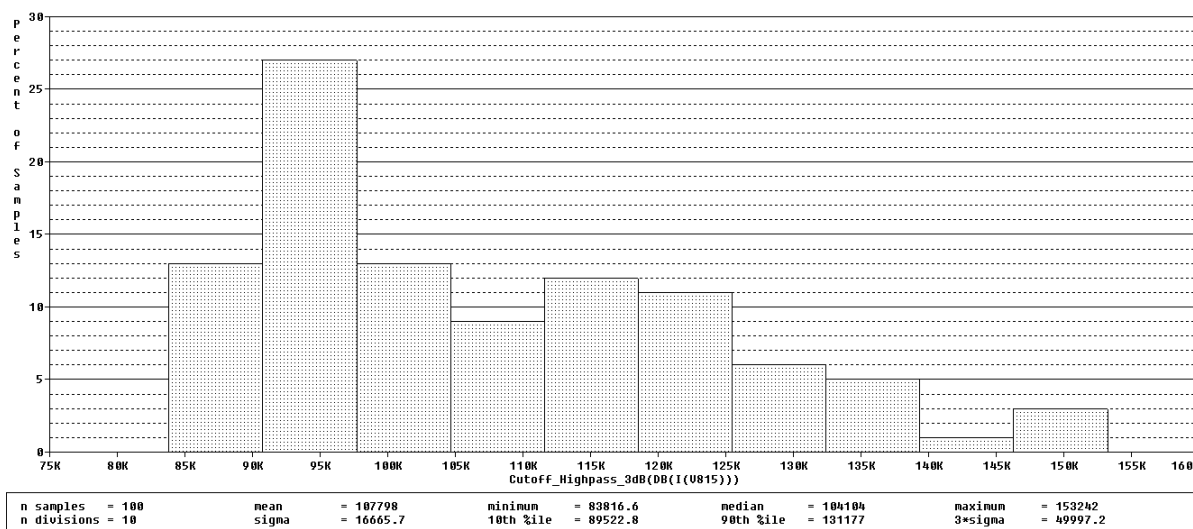


Obr. 3.55: Histogram analýzy Monte Carlo pre DP.

Histogram na obr.3.55 znázorňuje, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii DP medznú frekvenciu $f_m = 96$ kHz. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre medzné frekvencie $f_{min} = 66$ kHz a $f_{max} = 133,5$ kHz. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 12,5$ kHz.

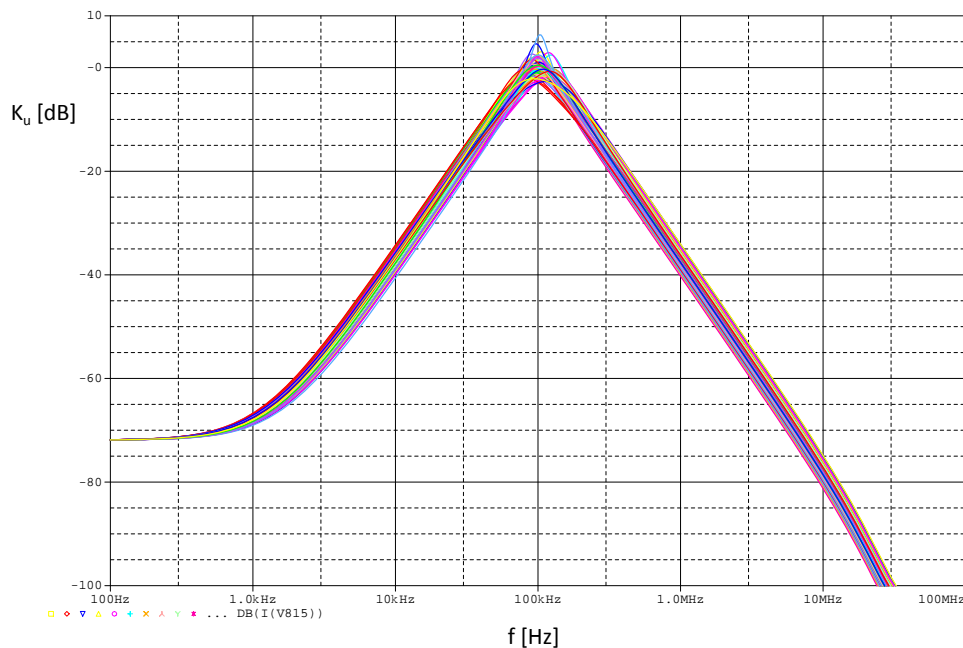


Obr. 3.56: Vplyv tolerance pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku HP.

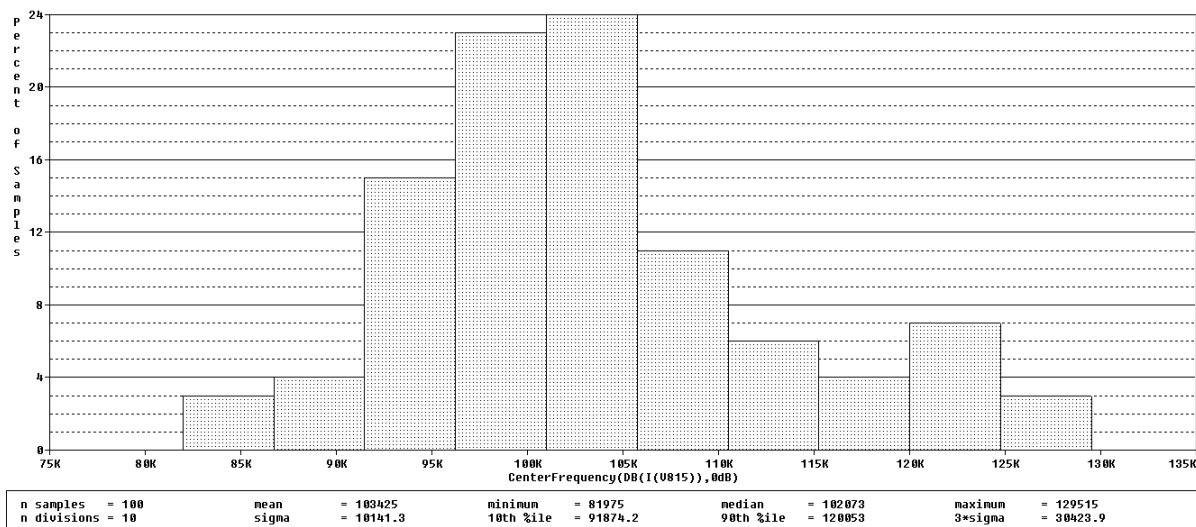


Obr. 3.57: Histogram analýzy Monte Carlo pre HP.

Histogram na obr.3.57 znázorňuje, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii HP medznú frekvenciu $f_m = 107,7 \text{ kHz}$. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre medzné frekvencie $f_{min} = 83,8 \text{ kHz}$ a $f_{max} = 153 \text{ kHz}$. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 16,6 \text{ kHz}$.



Obr. 3.58: Vplyv tolerancie pasívnych prvkov na modulovú charakteristiku PP.

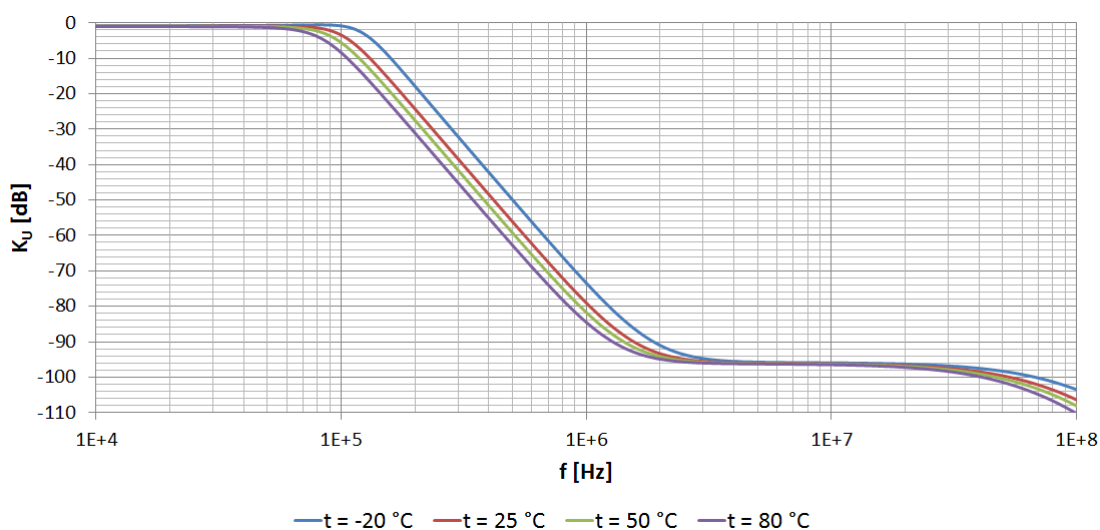


Obr. 3.59: Histogram analýzy Monte Carlo pre PP.

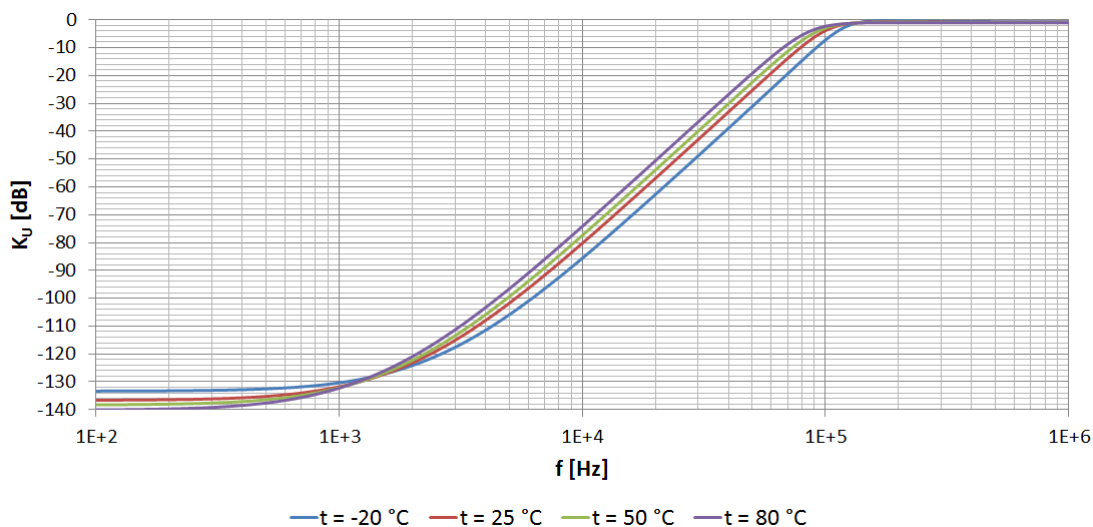
Histogram na obr.3.59 znázorňuje, že väčšina vyrobených filtrov bude mať pri funkcii PP medznú frekvenciu $f_m = 103,4$ kHz. V najhoršom prípade budú mať tieto filtre medzné frekvencie $f_{min} = 81,9$ kHz a $f_{max} = 129,5$ kHz. Rozptyl frekvencie je rovný $\Delta f = 10,1$ kHz.

3.3.4 Teplotná analýza

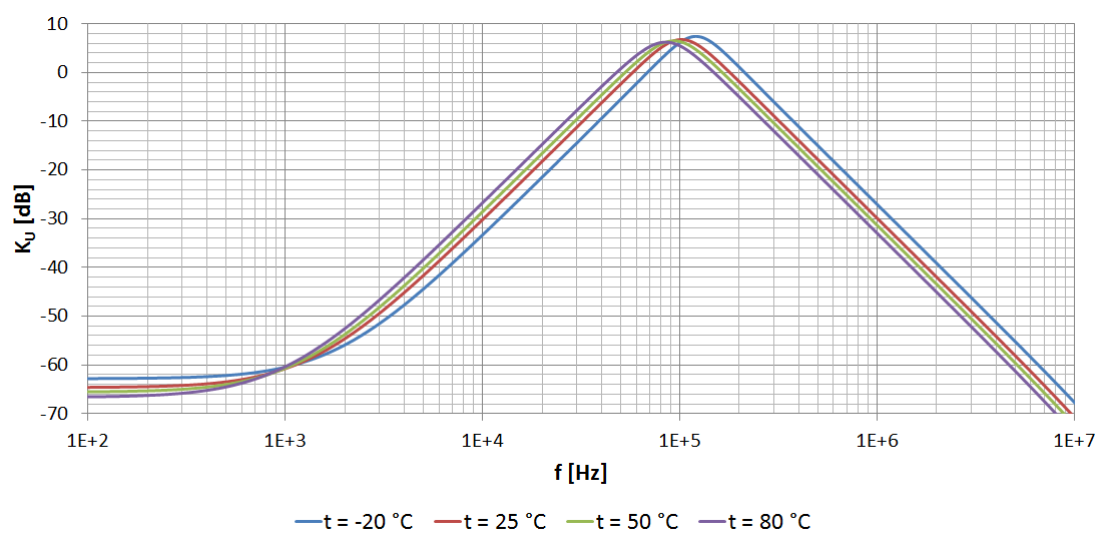
Aj tento filter bol ako v predchádzajúcich dvoch podkapitolách 3.1.2 a 3.2.4 podrobený analýze pre zistenie správania sa obvodu pri rôznych teplotách. Na obr.3.60, 3.61 a 3.62 sú uvedené výsledky simulácií. Z grafu funkcie DP je možné vidieť, že čím je teplota vyššia, tým viac sa znižuje medzná frekvencia a pri nižšej teplote sa hodnota medznej frekvencie zvyšuje. Pri funkciách HP a PP sa okrem zmeny medznej frekvencie vplyv teploty prejavuje aj zmenou útlmu v nepriepustnom pásme. K tomu sa ešte pri funkcii PP mení aj zosilnenie v priepustnom pásme.



Obr. 3.60: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku DP.



Obr. 3.61: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku HP.



Obr. 3.62: Vplyv teploty na modulovú charakteristiku PP.

4 ZÁVER

Cieľom tejto diplomovej práce bolo zoznámenie sa s problematikou elektronicky rekonfigurovateľných filtrov a pomocou vhodnej návrhovej metódy vykonať návrh aspoň troch obvodových riešení filtrov. Pri návrhu bolo potrebné sa zamerať na použitie netradičných aktívnych prvkov, ktoré umožňujú riadenie niektorého zo svojich parametrov. Prvá kapitola sa venuje popisu základných vlastností filtrov, rozdelením frekvenčných filtrov podľa prenášaného frekvenčného pásma, rozdelenie podľa použitých obvodových prvkov, ďalej sú tu prebrané pracovné režimy, v ktorých môžu obvody pracovať, vysvetlený princíp elektronickej rekonfigurácie, popísaná metóda grafov signálových tokov a návrh filtrov metódou neznámych uzlových napätí (MUNV). Druhá kapitola sa zaoberá jednotlivými aktívnymi prvkami použitými pri návrhu frekvenčných filtrov a ich vlastnosťami. Tretia kapitola obsahuje návrh obvodových štruktúr elektronicky rekonfigurovateľných filtrov. Celkovo boli navrhnuté tri zapojenia, ktoré majú jeden vstup a jeden výstup. Zmena prenosových funkcií sa vykonáva nastavením aktívnych prvkov. Prvý filter je druhého rádu, pracuje v napäťovom móde a vykonáva funkcie: DPN, HPN, PP, PZ a FČ. Bol navrhnutý pomocou metódy neznámych uzlových napätí. Druhý filter je tiež druhého rádu, ale pracuje v prúdovom móde a vykonáva funkcie DP, HP, PP, PZ a FČ. Tretí filter štvrtého rádu pracuje v prúdovom móde a dokáže vykonávať funkcie DP, HP a PP. Bol navrhnutý pomocou metódy grafov signálových tokov v topológii IFLF. V charakteristike každého z filtrov sú uvedené nastavenia aktívnych prvkov, tak aby vykonávali príslušné prenosové funkcie. Zapojenia filtrov boli podrobené simuláciám v programoch OrCAD Capture a PSpice vo frekvenčnom rozsahu 100 Hz až 100 MHz. Výsledky zo simulácií modulových a fázových charakteristík jednotlivých prenosových funkcií boli porovnané s ideálnymi priebehmi, pričom sa priebehy približne zhodovali. Taktiež boli vykonané simulácie ladenia medznej frekvencie f_m a činiteľa kvality Q . Ďalej boli obvody podrobené týmto analýzám: citlivostná, parazitná, Monte Carlo a teplotná na zistenie správania sa filtrov v rôznych podmienkach. Citlivostnou analýzou bolo zistené, že všetky tri filtre majú vo väčšej miere pomerne malú citlivosť, čo sa dá považovať za výhodu. Iba pri prvom a druhom filtri sa vo funkcii PZ vyskytovali citlivosti niektorých prvkov, ktoré mali hodnotu ± 24 . Parazitnej analýze bol podrobený druhý a tretí filter. Z výsledkov analýzy vyplýva, že parazitné kapacity mali vo väčšine prípadov vplyv na zmenu medznej frekvencie a parazitné odpory na útlm v nepriepustnom pásme. Z toho vyplýva, že by mali mať parazitné kapacity čo najmenšiu hodnotu a naopak parazitné odpory čo najväčšiu. Analýzou Monte Carlo bol sledovaný vplyv tolerancie pasívnych prvkov na zapojenie druhého a tretieho filtra. Odchýlky hodnôt týchto prvkov do značnej miery ovplyvňovali najmä oblasť medznej frekvencie, v prípade tretieho filtra sa jednalo o mierne prekmity.

Túto nevýhodu by bolo možné riešiť použitím rezistorov a kondenzátorov s menšou výrobnou toleranciou čo by zase mohlo ovplyvniť výslednú cenu filtra. Teplotnou analýzou bolo dokázané, že obvody v napäťovom móde sú omnoho viac citlivejšie na teplotu, ako zapojenia v prúdovom móde a tento jav sa dá považovať za celkom značnú nevýhodu. Práca obsahuje aj návrh dosiek plošných spojov prvého a tretieho filtra v programe Eagle, ktorý mal byť súčasťou pôvodného zadania a je uvedený v prílohách.

LITERATÚRA

- [1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-730-0023-7.
- [2] DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. Vyd. 2. Brno: Vysoké učení technické, 1999. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-0877-4.
- [3] MARTINEK, P., HOSPODKA J., BOREŠ, P. *Elektrické filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003, 314 s. ISBN 80-01-02765-1.
- [4] SMÉKAL, Z. *Analýza signálů a soustav (BANA)*. 1. vydání. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav komunikací, 2012, 252 s. ISBN 978-80-214-4453-9.
- [5] GILBERT, B. *Current Mode, Voltage Mode, or Free Mode? A Few Sage Suggestions*, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2004, 38. vyd., č.2-3, s. 83-101.
- [6] TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., HAIGH, D. G. Analogue IC design: the current-mode approach, London: Peter Peregrinus Ltd., 1990, s. 649.
- [7] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Solutions of Reconnection-less OTA-based Biquads with Electronical Transfer Response Reconfiguration*. 25th Conference Radioelektronika, Pardubice, Česká Republika, 2015, s. 40-45, ISBN: 978-1-4799-8117-5.
- [8] LANGHAMMER, L., ŠOTNER, R., DOMANSKÝ, O., HRICKO, T. *Electronically Reconfigurable Universal Filter Based on VDTAs*. In: *Proceedings of 28th International Conference Radioelektronika 2018* [online]. IEEE, 2018, s. 1-4 [cit. 2019-11-10]. ISBN 978-1-5386-2485-2. Dostupné z URL: <<http://hdl.handle.net/11012/83818>>.
- [9] Naglich E. J., Lee J., Peroulis D., Chappel W. J. *Switchless Tunable Bandstop-to-All-Pass Reconfigurable Filter*. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, roč. 60, vydání 5, 2012, s. 1258 - 1265, ISSN: 0018-9480.
- [10] KOTON, J., VRBA, K. *Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů*. Elektrorevue - Internetový časopis [online]. Roč. 2008, č.26 [cit. 2018-04-20]. Dostupné z URL: <<http://www.elektrorevue.cz>>. ISSN 1213-1539.

- [11] BIOLEK, D. *Grafy signálových toků pro analýzu obvodů (nejen) v proudovém módu*. Elektorevue - Internetový časopis [online]. 2002, č. 31, s. 1 [cit. 2019-11-14]. ISSN 1213-161X. Dostupné z URL: <<http://www.elektorevue.cz/clanky/02031/index.html>>.
- [12] PETRŽELA, J. *Teorie elektronických obvodů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. ISBN 978-80-214-4494-2.
- [13] LANGHAMMER, L., ŠOTNER, R., DVOŘÁK, J., JEŘÁBEK, J., UŠAKOV, P. A. (2019). *Novel Reconnection-Less Reconfigurable Filter Design Based on Unknown Nodal Voltages Method and Its Fractional-Order Counterpart*. Elektronika ir Elektrotechnika. 25. 34-38.
- [14] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., JEŘÁBEK, J., DOSTÁL, T. *Reconnection-less OTA-based Biquad Filter with Electronically Reconfigurable Transfers*. Elektronika ir Elektrotechnika, 2015, č. 21, s. 33-37.
- [15] BEČVÁŘ, D., VRBA, K. *Univerzální proudový konvektor*. Elektorevue - Internetový časopis [online]. Roč. 2000, č.7 [cit. 2019-11-15]. Dostupné z URL: <<http://www.elektorevue.cz/clanky/00007/index.html>>. ISSN 1213-1539.
- [16] JEŘÁBEK, J., *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*. Brno, 2011. Disertační práce. VUT – Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací.
- [17] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. *Electronically Adjustable Triple-Input Single- Output Filter with Voltage Differencing Transconductance Amplifier*. Revue Roumaine des Sciences Techniques – Serie Électrotechnique et Énergétique, 2014, s. 163-172. ISSN 0035-4066.
- [18] LANGHAMMER, L., ŠOTNER, R., DOSTÁL, T. *New Solution of a Frequency Filter with Reconnection-less Reconfiguration of Its Transfer*. 29th International Conference Radioelektronika, Pardubice, Česká Republika, 2019, s. 1-4.
- [19] SHANKAR, C., VERMA, A. K., SINGH, S. V., SHARMA, R., TOMAR, R. S. *Three input single output current mode biquad filter using single VDTA* International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC), 2016, s. 386-391 [cit. 20. 11. 2019]. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7980611&isnumber=7980536>>.

- [20] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. *Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků.* Elektrorevue - internetový časopis, 2009, č.42, s.7 [cit. 2019-11-14]. Dostupné z URL:<<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/analogova-technika--vzajemny-a-d-prevod/30/navrh-preladitelneho-kmitoctoveho-filtru-s-proudovymi-aktivnimi-prvky-za-pomoci-metody-grafu-signalovych-toku/>>.
- [21] LANGHAMMER, L., DVOŘÁK, J., JEŘÁBEK, J., KOTON, J., ŠOTNER., R. *Fractional-Order Low-Pass Filter with Electronic Tunability of Its Order and Pole Frequency.* Journal of Electrical Engineering [online]. FEI STU Bratislava, 2018, 69(1), s. 3-13 [cit. 2019-11-16]. DOI: 10.1515/jee-2018-0001. ISSN 1335-3632. Dostupné z URL: <<http://hdl.handle.net/11012/83823>>.
- [22] High Gain Adjust Range, Wideband, Voltage-Controlled Amplifier. Texas Instruments [online]. 2015 [cit. 2019-12-2]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>>.
- [23] ŠOTNER, R., HERENCŠÁR, N., JEŘÁBEK, J., PROKOP, R., KARTCI, A., DOSTÁL, T., VRBA, K. “Z-Copy Controlled-Gain Voltage Differencing Current Conveyor: Advanced Possibilities in Direct Electronic Control of First-Order Filter.” Elektronika ir Elektrotechnika, č. 20, 2014, s. 77-83.
- [24] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. “Adjustable band-pass filter with current active elements: two fully-differential and single-ended solutions.” Analog integrated circuits and signal processing, č. 74, 2013, s. 129-139.
- [25] BIOLEK, D., KOLKA, Z., SVIEZENY, B. *Teaching of electrical circuits using symbolic and semisymbolic programs.* In Proceedings of the 11th Conference EAEEIE. Ulm (Germany), 2000, s. 26 – 30.
- [26] BIOLEK, D. *SNAP - Program with Symbolic Core for Educational Purposes. Contribution to the book "Systems and Control: Theory and Applications".* World Scientific, Electrical and Computer Engineering Series, 2000, Editor N. MASTORAKIS, s. 195-198. ISBN 960-8052-18-1.
- [27] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA K., *Tunable universal filter with current follower and transconductance amplifiers and study of parasitic influences.,* Journal of Electrical Engineering, č. 6, 2011, s. 317-326.
- [28] WHITAKER, Jerry C. *The electronics handbook.* 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005. ISBN 0-8493-1889-0.

- [29] HÁJEK, K.; SEDLÁČEK, J.: *Nafid Program as Powerful Tool in Filter Education Area*. Proc. of International Conference CBLIS '97, Leicester 1997, s. PK4 1- 10

ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

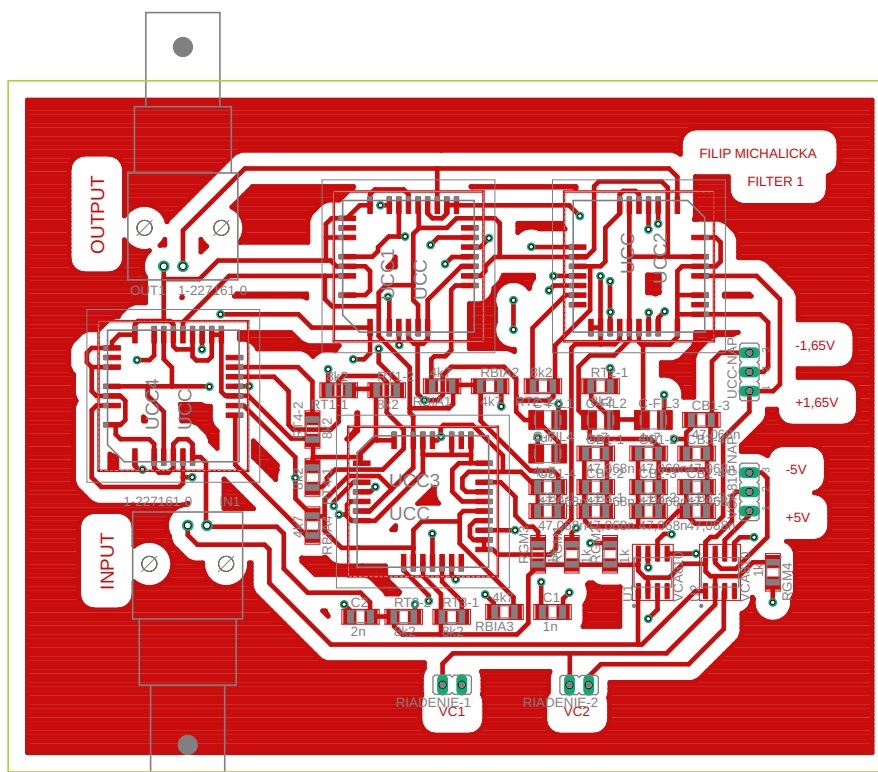
ACA	Nastaviteľný prúdový zosilňovač – Adjustable Current Follower
BOTA	Dvojvýstupový operačný transkonduktančný zosilňovač – Balanced-output Operational Transconductance Amplifier
B	Prúdové zosilnenie
BW	Šírka pásma – Bandwidth
C	Kondenzátor
CM	Prúdový mód – Current Mode
DP	Dolná priepusť – Low pass
DPN	Dolná priepusť s nulou v nepriepustnom pásme – Low pass with zero filter
FČ	Fázovací článok – All-pass
f_m	Medzná frekvencia – Center frequency
g_m	Transkonduktancia
HP	Horná priepusť – High Pass
HPN	Horná priepusť s nulou v nepriepustnom pásme – High pass with zero filter
IFLF	Inverse Follow the Leader Feedback
iPP	Invertujúca pásmová priepusť
K	Prenos
M-C grafy	Masonove-Coatesove grafy
MISO	Multiple Input-Single Output
MO-CF	Prúdový sledovač s viacerými výstupmi – Multi-output Current Follower
MOS	Technológia výroby polovodičov – Metal-Oxide-Semiconductor
MOTA	Viacvýstupový operačný transkonduktančný zosilňovač – Multi-output Operational Transconductance Amplifier
MUNV	Metóda neznámych uzlových napätí – Method of Unknown Nodal Voltages
OTA	Operačný transkonduktančný zosilňovač – Operational Transconductance Amplifier

PP	Pásmová priepust – Band pass
PZ	Pásmová zádrž – Band rejection
Q	Činiteľ kvality – Quality factor
R	Rezistor
SIMO	Single Input-Multiple Output
SISO	Single Input-Single Output
UCC	Univerzálny prúdový konvektor – Universal Current Conveyor
VGA	Napätový zosilňovač s nastavením zisku – Voltage Gain Amplifier
VDTA	Napätový diferenčný transkonduktančný zosilňovač – Voltage Differencing Transconductance Amplifier
VM	Napätový mód – Voltage Mode
ω_p	Uhlová frekvencia

ZOZNAM PRÍLOH

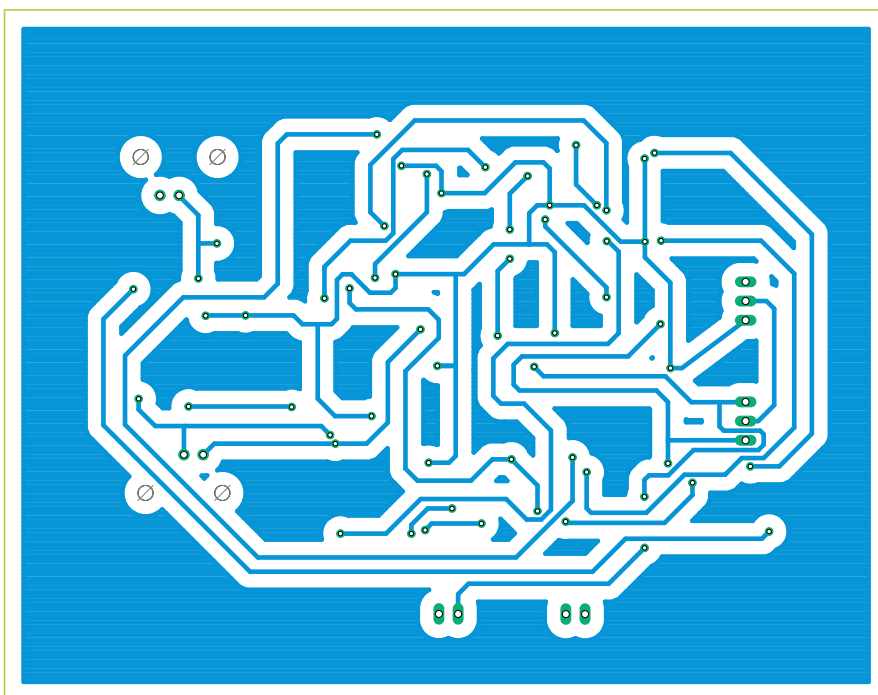
A	Návrh filtra č.1	83
A.1	Schéma zapojenia	83
A.2	Návrh dosky - vrchná strana	84
A.3	Návrh dosky - spodná strana	84
A.4	Zoznam použitých súčiastok	85
B	Návrh filtra č.3	86
B.1	Schéma zapojenia	86
B.2	Návrh dosky - vrchná strana	87
B.3	Návrh dosky - spodná strana	87
B.4	Zoznam použitých súčiastok	88
C	Obsah priloženého CD	89

A.2 Návrh dosky - vrchná strana



Obr. A.1: Rozmer dosky 116,84x91,44 [mm], mierka M 1:1.

A.3 Návrh dosky - spodná strana



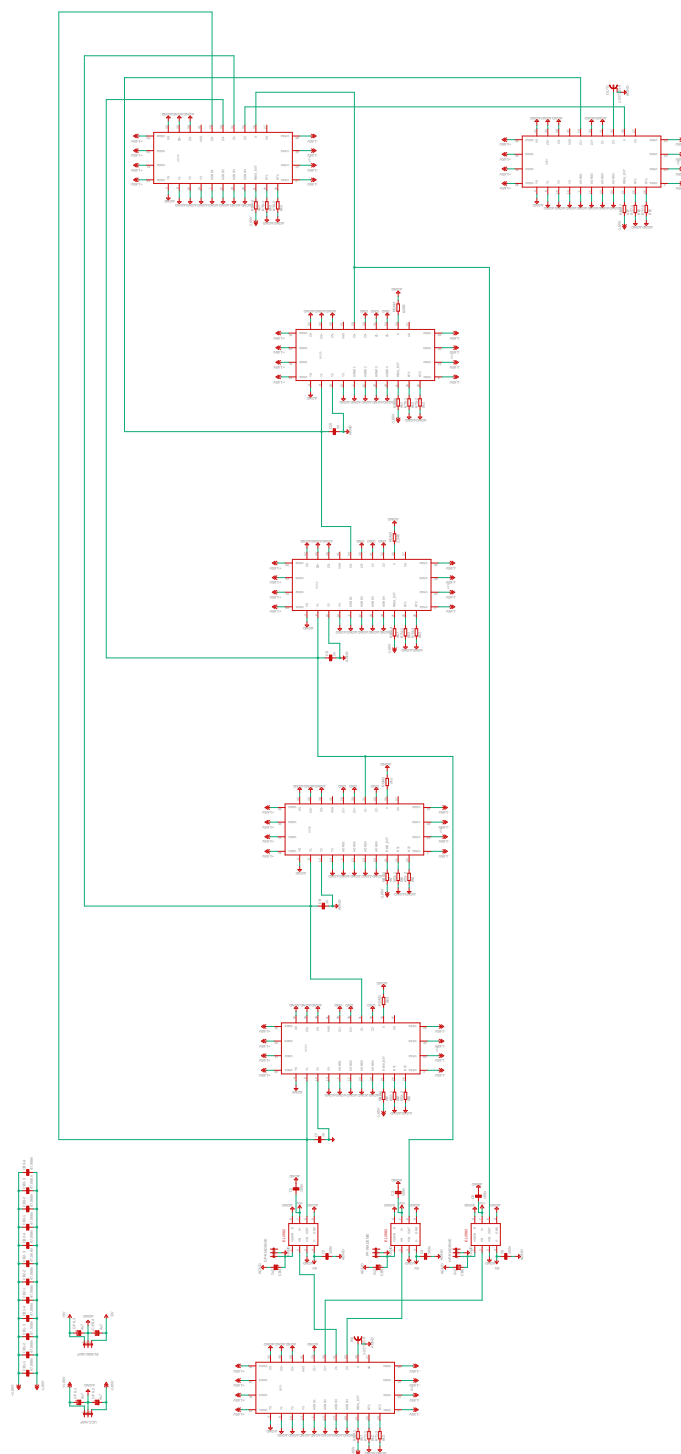
Obr. A.2: Rozmer dosky 116,84x91,44 [mm], mierka M 1:1.

A.4 Zoznam použitých súčiastok

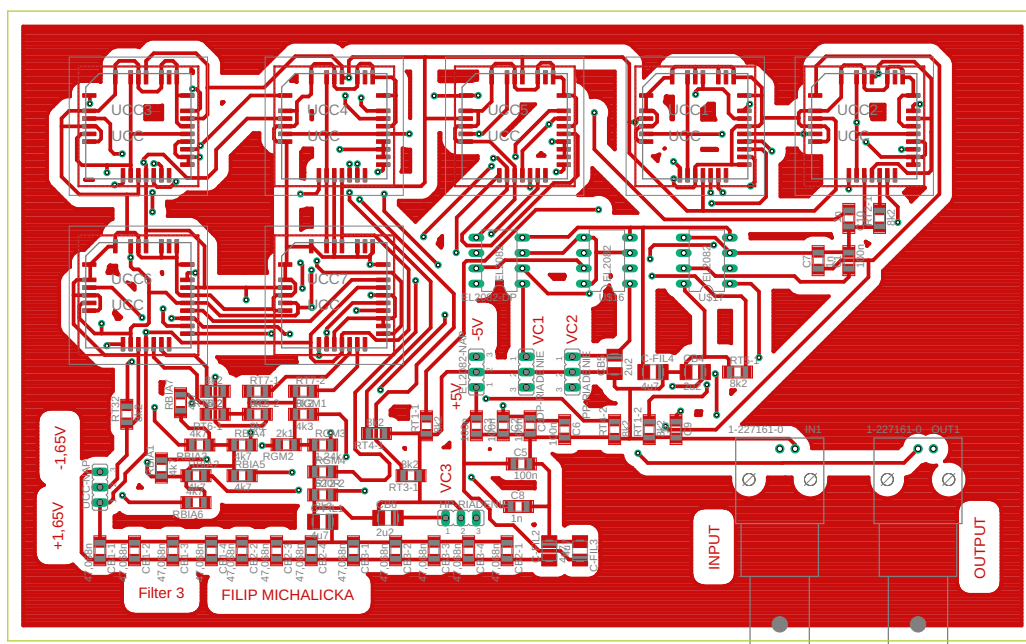
Označenie	Hodnota	Púzdro	Popis
C1	1n	C1206	nastavenie pracovnej frekvencie
C2	1n + 1n	C1206	nastavenie pracovnej frekvencie
CB1-1 - CB3-4	47n + 68p	C1206	blokovacie kondenzátory
C-FIL1 - C-FIL4	4u7	3528-21R	filtračné kondenzátory
RBIA1-RBIA4	4k7	R1206	nastavenie biasovacieho prúdu
RGM1-RGM4	1k	R1206	nastavenie transkonduktancie
RIADENIE-1,2		JP1	riadenie U1 a U2
RT1-1 -RT4-2	8k2	R1206	
U1,U2		SOIC127	napäťový zosilňovač VCA810
UCC-NAP		JP2	napájanie UCC-N1B
UCC1-4		PLCC44S	UCC-N1B
VCA810-NAP		JP2	napájanie pre VCA810
IN1,OUT1		AMP-227161	Vstup a výstup filtra

B NÁVRH FILTRA Č.3

B.1 Schéma zapojenia

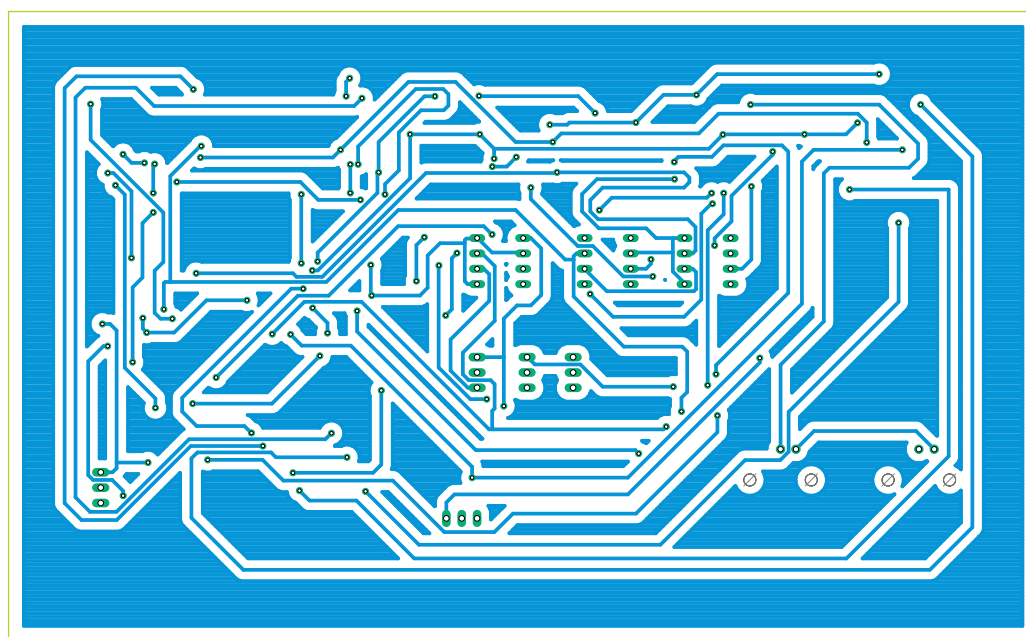


B.2 Návrh dosky - vrchná strana



Obr. B.1: Rozmer dosky 170,18 x 104,14 [mm], mierka M 1:1,25.

B.3 Návrh dosky - spodná strana



Obr. B.2: Rozmer dosky 170,18 x 104,14 [mm], mierka M 1:1,25.

B.4 Zoznam použitých súčiastok

Označenie	Hodnota	Púzdro	Popis
C1-C6	100n	C1206	odrušovacie kondenzátory
C7-C10	1n	C1206	nastavenie pracovnej frekvencie
CB1-1 - CB3-4	47n + 68p	C1206	blokovacie kondenzátory
CB4-CB6	2u2	3528-21R	blokovacie kondenzátory
C-FIL1 - C-FIL4	4u7	3528-21R	filtračné kondenzátory
DP,HP,PP-RIADENIE		JP2	riadenie zosilnenia B1 až B3
EL2082 - DP,HP,PP		DIL08	prúdový zosilňovač EL2082
EL2082-NAP		JP2	napájanie EL2082
IN1,OUT1		AMP-227161	Vstup a výstup filtra
RBIA1-RBIA7	4k7	R1206	nastavenie biasovacieho prúdu
RGM1	4k3	R1206	nastavenie gm UCC1
RGM2	2k1	R1206	nastavenie gm UCC2
RGM3	1,24k	R1206	nastavenie gm UCC3
RGM4	620R	R1206	nastavenie gm UCC4
RT1-1 -RT7-2	8k2	R1206	
UCC-NAP		JP2	napájanie UCC-N1B
UCC1-7		PLCC44S	UCC-N1B

C OBSAH PRILOŽENÉHO CD

Priložené CD obsahuje nasledujúce priečinky:

- Citlivostná analýza – obsahuje skripty v program MAPLE 2016 použité na výpočty a vykreslenie grafov
- Diplomová práca – obsahuje elektronickú verziu diplomovej práce
- Eagle – obsahuje schémy zapojenia a návrh dosiek plošných spojov v programe Eagle 9.5.1
- OrCAD – obsahuje súbory so schémami navrhnutých filtrov s ideálnymi a tranzistorovými prvkami pre simulácie v programe OrCAD.
- SNAP – obsahuje súbory programu SNAP 3.0 pre získanie prenosových funkcií jednotlivých filtrov